

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

## SUJET

*SIMULATION DE LA COMMANDE  
NUMERIQUE D'UNE MACHINE  
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE*

Proposé par :

Mr M.S. Boucherit  
Mr L. Nezli

Etudié par :

R. Kessasra

Dirigé par :

Mr M.S. Boucherit  
Mr L. Nezli

PROMOTION

JUIN 1992

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*SIMULATION DE LA COMMANDE*

*NUMERIQUE D'UNE MACHINE*

*SYNCHRONNE AUTOPILOTEE*

Proposé par :

Mr M.S. Boucherit  
Mr L. Nezzli

Etudié par :

R. Kessasra

Dirigé par :

Mr M.S. Boucherit  
Mr L. Nezzli

PROMOTION

JUIN 1992

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

المكتبة

*DDDP6488P*

Je dedie ce modeste travail

- A ma mère
- A mon père
- A mes frères et sœurs
- A toute ma famille
- A tout ami fidèle

Kessasra Rachid

REMERCIEMENTS

Ce modeste travail a été réalisé au Département de Génie électrique de l'école nationale polytechnique sous la direction de M<sup>r</sup> A. BOUCHERIT et L. NEZLI à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les encouragements qu'ils m'ont apportés durant toute l'année.

A cette occasion je tiens aussi à exprimer mes remerciements pour tout l'effectif du Département qui ont participé à créer un bon climat de travail.

NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I ETUDE THEORIQUE DE LA MACHINE SYNCHROME  
 AUTOPILOTEE

I-1-ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHROME PAR.....	1
UN CONVERTISEUR DE FREQUENCE	
I-1-a) par convertisseur de fréquence directe.....	1
I-1-b) par convertisseur de fréquence indirecte....	1
I-2-PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE.....	2
I-3-CAPTEUR DE POSITION.....	3
I-4-CHOIX DE L'ALIMENTATION.....	4
I-5-FONCTIONNEMENT.....	6
I-6-DEMARRAGE.....	8
I-7-MISE EN EQUATION DE LA MSA.....	12
I-8-ETUDE DU COUPLE.....	14
I-9-STRATEGIE DE COMMANDE.....	16
I-10 CONCLUSION.....	17

CHAPITRE 2 REGLAGE DE LA MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTEE

II-1 STRUCTURE DU SYSTEME.....	18
II-2 SCHEMA GENERAL DE LA COMMANDE.....	20
II-2-1 commande des éléments du système.....	20
II-2-2 choix des périodes d'échantillonnage....	21
II-2-3 stratégie de commande.....	22
II-2-4 méthode d'analyse.....	23
II-3 MODELE DES ELEMENTS DU SYSTEME .....	24
II-3-1 modèle du redresseur.....	25
II-3-2 modèle de la M.S.A.....	29
II-4 REGULATION DU COURANT.....	29

II-5	REGULATION DE LA VITESSE .....	34
II-6	CONCLUSION.....	38

CHAPITRE III

SIMULATION

III-1	POSITION DU PROBLEME.....	40
III-2	CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE.....	40
III-3	DESCRIPTION DU LOGICIEL UTILISE.....	41
III-4	SIMULATION DE LA M.S.A ALIMENTEE EN COURANT ...	42
III-4-1	simulation du régime permanent.....	43
III-4-2	simulation du fonctionnement globale...	52
III-4-2-a)	démarrage à $\psi = 0$ .....	52
III-4-2-b)	démarrage avec basculement de $\psi$ ....	56
III-4-2-c)	démarrage à $\psi$ croissant.....	69
III-5	REGLAGE DE VITESSE.....	62
III-6	CONCLUSION.....	63
	CONCLUSION GENERALE.....	64
	BIBLIOGRAPHIE.....	65

NOTATION

---

NOTATION

$v_a, v_b, v_c$  : tensions instantanées des phases de la machine.  
 $i_a, i_b, i_c$  : courants instantanés des phases de la machine.  
 $\phi_a, \phi_b, \phi_c$  : flux instantanés de la machine.  
 $v_f$  : tension d'excitation  
 $u_d$  : tension redressée  
 $i_f$  : courant d'excitation  
 $i_D(i_Q)$  : courant amortisseur d'axe longitudinal (transversal)  
 $I_d(i_d)$  : courant redressé constant (variable)  
 $i_c$  : courant de commutation  
 $\omega_2$  : pulsation du commutateur  
 $\Omega$  : vitesse de la machine  
 $\Omega_{ref}$  : vitesse de référence  
 $\theta$  : angle électrique.  
 $\Gamma_m(\Gamma_r)$  : couple électromagnétique  
 $J$  : moment d'inertie des parties tournantes  
 $f$  : coefficient du couple de charge  
 $d(q)$  : axe directe (en quadrature)  
 $L_f$  : inductance du circuit d'excitation  
 $L_D(L_Q)$  : inductance de l'axe amortisseur directe (en quadrature)  
 $L_d(L_q)$  : inductance synchrone longitudinale (transversale)  
 $L_d''(L_q'')$  : inductance subtransitoire longitudinale (transversale)  
 $L$  : inductance du circuit équivalent de la M.S.A  
 $L_i$  : inductance de la self  
 $r_i$  : résistance de la self  
 $\psi$  : angle de commande du commutateur  
 $\tau_e$  : constante de temps électrique  
 $\tau_m$  : constante de temps mécanique  
 $\alpha_l$  : angle de retard à l'amorçage du redresseur  
 $\alpha_f$  : angle du retard à l'allumage du redresseur de l'inducteur  
 $Z$  : opérateur de la transformée en  $z$

NOTATION

---

- Da : fonction de transfert du régulateur (courant ou vitesse)
- kcc : fonction de transfert du courant par rapport à la référence
- kcv : fonction de transfert du capteur de position
- Ha : fonction de transfert du convertisseur
- T : période d'échantillonnage
- v<sub>moy</sub> : tension redressée moyenne
- F : réponse harmonique

# *Introduction*

INTRODUCTION

Les équipements industriels utilisent de plus en plus les entraînements à vitesse variable .Cependant le problème des variateurs de vitesse est très important lors de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique.

La solution la plus classique des variateurs de vitesse est l'entraînement par un moteur à courant continu.Cependant leur utilisation est limitée en vitesse et en puissance et ceci est due par la présence du commutateur électromécanique.

Le développement des composants de l'électronique de puissance a permis de remplacer le collecteur du m.c.c par un commutateur électronique alimentant une machine à courant alternatif. Ce procédé donne des performances qui dépassent celles des m.c.c mais ceci n'est possible que si le commutateur est synchronisé sur la position du rotor.

Etant donné le nombre limité des fonctions de commande à réaliser, la commande de ce système est analogique.Cette commande donne des résultats très satisfaisants .Cependant ,ce type de commande rencontre certains problèmes concernant la dérive et le bruit.Aussi, la mémorisation et la transmission des signaux analogiques posent des problèmes particuliers.

L'événement des microprocesseurs a maîtrisé l'application des techniques numériques dans la commande des convertisseurs électromécaniques dont le but est de corriger certaines faiblesses des techniques analogiques et d'acroitre la possibilité de la commande grace à la capacité de traitement, de calcul, de mémorisation des microcalculateurs.

Notre travail consiste à une étude par simulation numérique de la commande numérique d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant par l'intermédiaire d'un groupe redresseur-onduleur statique. Cette étude est basée sur la détermination des paramètres des régulateurs en considérant la fcm comme une perturbation. Ce présent rapport comprend trois chapitres se présentant de la manière suivante:

Le premier chapitre est consacré à l'étude théorique de la M.S.A où nous décrivons le principe de l'autopilotage, son fonctionnement, ces différents modes de démarrage et l'influence de l'alimentation sur le couple.

Le chapitre deux établit la structure de réglage de la M.S.A. Dans ce chapitre nous nous établissons les modèles linéaires des éléments composants le système afin de déterminer les paramètres des régulateurs de vitesse et du courant. La détermination de ces paramètres en considérant la fcm du moteur comme un élément perturbateur.

Le chapitre trois met en œuvre la simulation numérique. Cette simulation est faite en utilisant le logiciel Simnon. On établit tout d'abord les résultats du régime permanent puis celui du fonctionnement global en utilisant différentes stratégies.

# *Chapitre I*

La vitesse de la machine synchrone alimentée par une source de fréquence fixe est constante et égale à  $60 \cdot f/p$  et ceci quelque soit la charge du moteur. Pour varier cette vitesse, il faut alimenter la machine par un convertisseur de fréquence. Il existe deux types de convertisseurs de fréquence:

- a)-convertisseur de fréquence directe(cycloconvertisseur)
  - b)-convertisseur de fréquence indirecte à circuit intermédiaire de courant
- Le choix du type d'alimentation dépend de la plage de fréquence du fonctionnement du moteur.

#### I-1-a) ALIMENTATION PAR CONVERTISSEUR DE FREQUENCE DIRECTE:

Ces convertisseurs sont à commutations naturelles mais possèdent un très grand nombre de redresseurs. Ils ne sont utilisés que pour les entraînements à faible vitesse car ces convertisseurs sont limités en fréquence (fréquence maximale 25 Hz). Le problème majeur du moteur synchrone est le décrochage pour cela on adjoint le système par un régulateur lié à la fréquence ainsi cette solution élimine toute oscillation de la roue polaire.

#### I-1-b) ALIMENTATION PAR CONVERTISSEUR INDIRECTE

Les convertisseurs indirectes sont constitués par deux convertisseurs statiques, dont celui du côté réseau fonctionne en redresseur et celui du côté de la machine fonctionne en onduleur. Dans ce type de montage le convertisseur impose soit le courant ou la tension à l'entrée de la machine et assure de la

conversion du courant continu. La machine assure la commutation des thyristors sauf au démarrage. Mais ce type d'alimentation ne peut pas assurer un fonctionnement stable et ceci à cause du décrochage. Pour cela la commande des convertisseur est suivant la position du rotor.

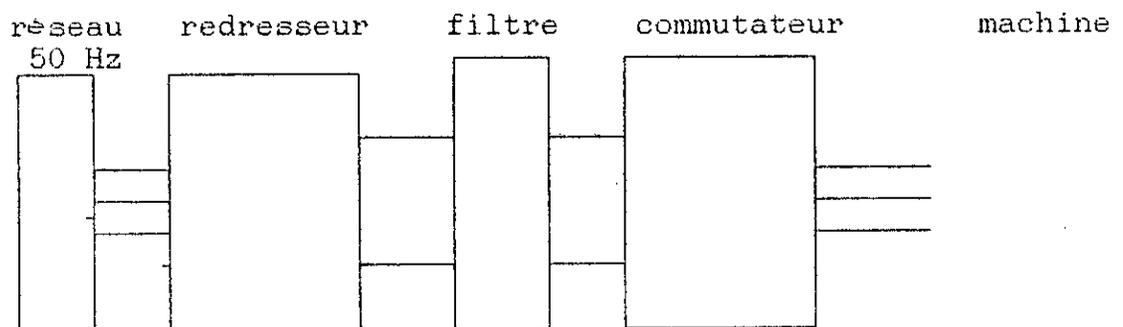


FIG.I-1-association convertisseur de fréquence

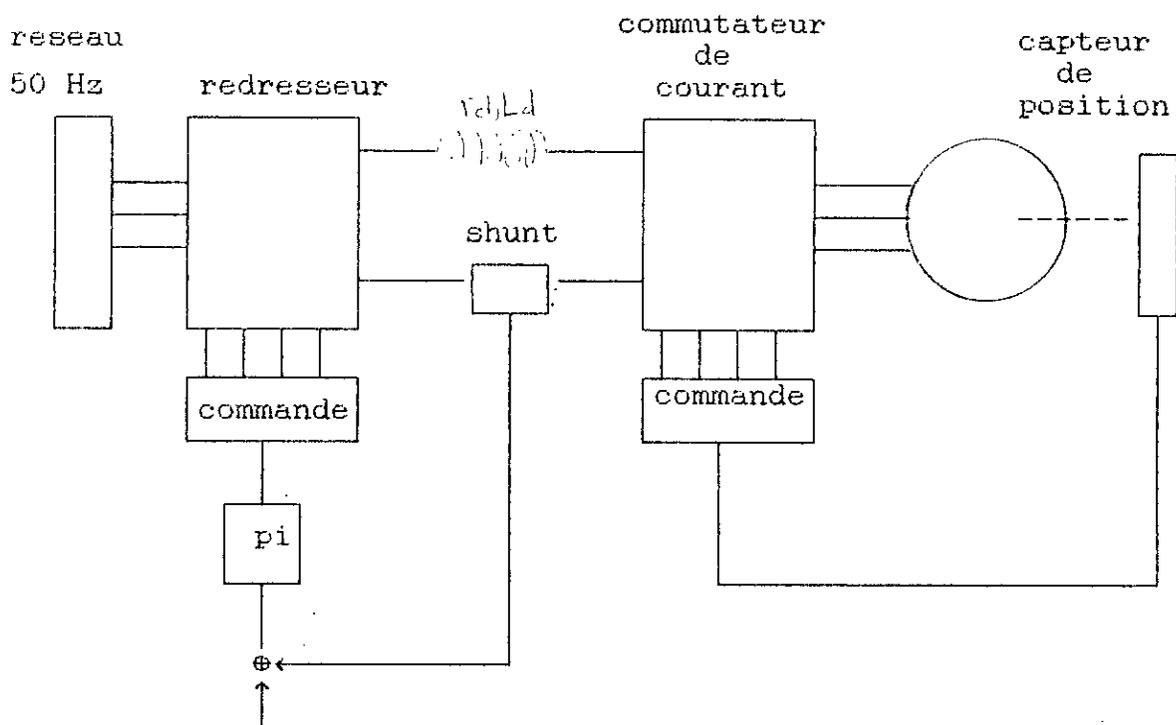
machine synchrone

En général l'alimentation à base de redresseur constitue plus une source de tension qu'une source de courant. Pour la transformer en source de courant, il est nécessaire d'adjoindre ce dispositif en plus de la self de lissage et d'un régulateur du courant du circuit intermédiaire.

### I-2-PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE:

L'idée de l'autopilotage est basée sur l'étude approfondie du collecteur de la machine à courant continu. Ce dernier présente plusieurs inconvénients tel que l'entretien et présente des limites d'utilisation, son rôle est d'assurer la fonction de changement de fréquence de manière à maintenir l'égalité entre la

commutateur électronique alimentant une machine synchrone dont sa commande est faite suivant la position du rotor ,cette machine est dite: machine synchrone autopilotée.



SCHEMA GLOBALE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE  
fig I-2

Ainsi La vitesse de rotation est liée à la fréquence par ce capteur de position ,ce dernier permet à la machine de fonctionner dans sa région de stabilité de la caractéristique couple- vitesse(absence de décrochage)

### I-3 CAPTEUR DE POSITION:

Le capteur de position est l'élément de base pour l'autopilotage. Il permet de donner instantanément la position des pôles statoriques par rapport aux phases statoriques. Ce capteur assure l'aiguillage du courant dans les phases du stator même à l'arrêt il impose l'angle de commande  $\psi = (\hat{I}_s, \hat{E}_s)$  et fixe l'angle d'amorçage des thyristors. Il exist trois types:

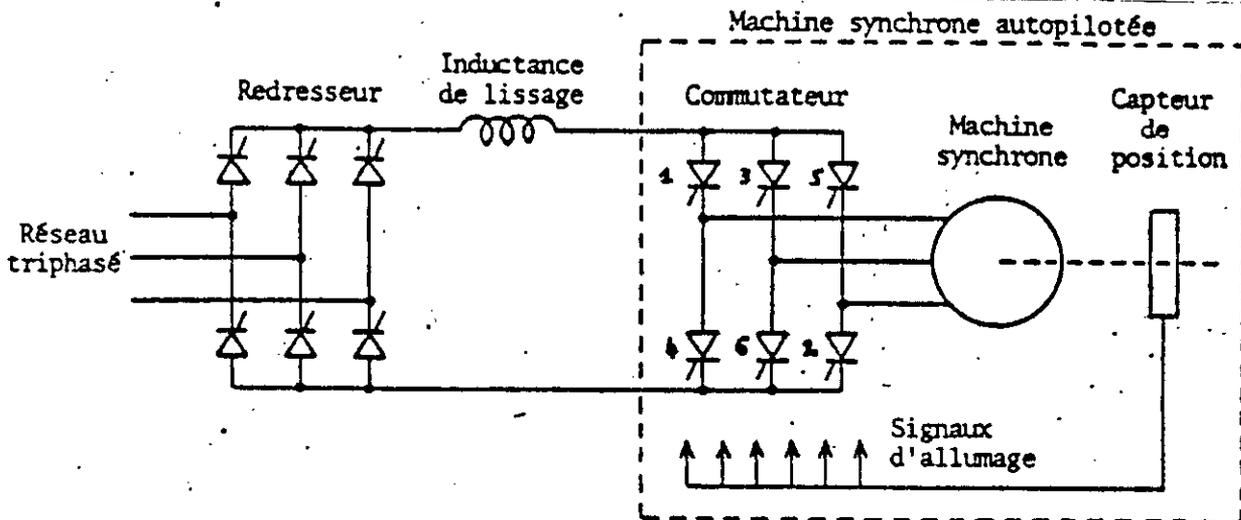
capteur de position optique

capteur de position magnétique

capteur de position à réluctance variable

### I-4 CHOIX DE L'ALIMENTATION:

Le choix de l'alimentation en tension ou en courant modifie les caractéristiques mais dépend des exigences pratiques. L'alimentation en tension ne présente pas des limitations en fréquence car les semi-conducteurs fonctionnent à fréquence rapide mais ce montage ne peut pas fonctionner en quatre quadrans, par contre l'alimentation en courant est la plus utilisée car elle permet un fonctionnement en quatre quadrans. Seulement, ils sont limités en fréquence et ceci est due à la commutation qu'on ne peut la négliger.

I-5 FONCTIONNEMENT DE LA MSA:

principe de fonctionnement  
fig - I - 2. a

Le dispositif est constitué par deux convertisseurs à thyristors en ponts de Gräetz dont celui du côté réseau fonctionne en redresseur et celui du côté de la machine fonctionne en onduleur, les deux convertisseurs sont reliés par une self de lissage. Le courant du circuit intermédiaire est constant, il est commuté périodiquement par le commutateur entre les phases du moteur. La commande du commutateur est synchronisée sur les positions du rotor. La machine est alors alimentée par un système de courant triphasé alternatif de forme rectangulaire. Le fonctionnement de la machine est périodique de période  $2\pi/(6 \cdot p)$  où  $p$  est le nombre de paire de pôles. Pour une machine

unipolaire, on a le fonctionnemnt suivant:

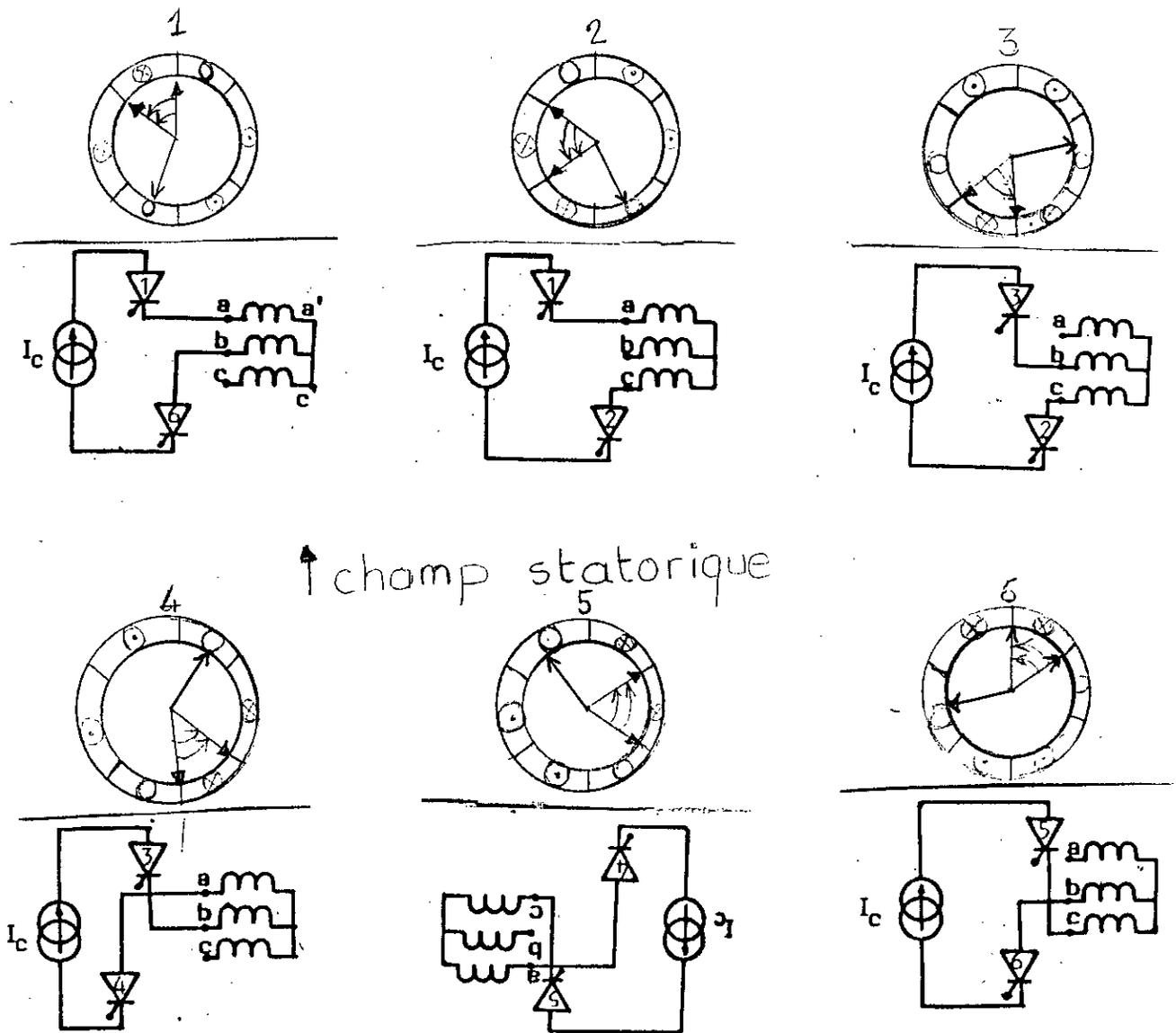


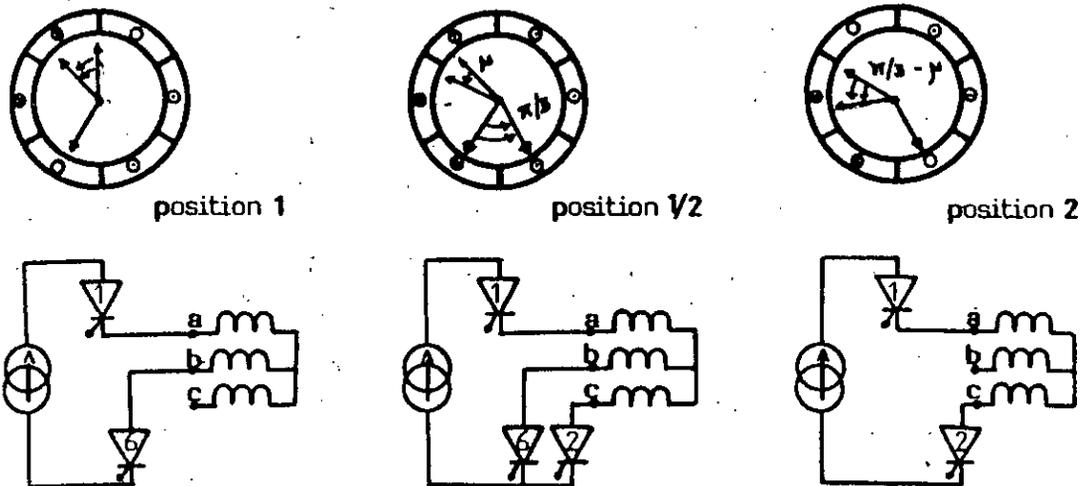
fig. I-2-b

L'analyse du fonctionnement de cette machine a permis de définir trois modes de fonctionnement:

- 1-mode 0 (aucun thyristor ne conduit)
- 2-mode 2 (deux thyristors qui conduisent)
- 3-mode 3 (trois thyristors qui conduisent)

Le mode 3 apparait lors du transfert du courant d'une phase à une phase ,la commutation est assurée par les f c e m de la

machine, en plus de la présence des circuits amortisseurs qui facilite le transfert du courant.



La commutation

fig-I-2-c

Durant cette phase, la vitesse du champ augmente et celui de la roue polaire reste constante et ceci est dû à l'inertie de la machine, ainsi il apparait un flux variable dans les circuits amortisseurs ce qui provoque l'induction d'un courant s'oposant à cette variation. La réactance de fuite tient compte de cette variation c'est à dire du couplage qui apparait entre les différents circuits.

durant, son fonctionnement la machine commute toujours entre deux modes , le mode 0 et le mode 2 durant le démarrage , le mode 2 et le mode 3 durant le régime normale.

#### I-4-ETUDE DU DEMARRAGE:

D'une façon générale la machine synchrone fonctionnant en moteur ne démarre pas seule. Pour la machine synchrone autopilotée, il se trouve que pour des vitesses inférieures à 10% de la vitesse nominale , les f.c.e.m ne sont plus suffisantes pour bloquer les thyristors, ainsi la commutation deviendra forcée et ceci pour empêcher la commutation des thyristors.

Les problèmes qui se posent au démarrage sont:

- 1)-détection de la position du rotor pendant l'arrêt
- 2)-la sélection des impulsions aux thyristors a allumer
- 3)-le blocage du courant dans les thyristors qui conduisent.

Il existe deux méthodes de démarrage :

- 1)-démarrage avec circuit auxilliaire
- 2)-démarrage sans circuit auxilliaire

a)-pont redresseur fonctionnant pendant un court instant en butée ondulatoire

b)-Avec thyristor de roue libre.

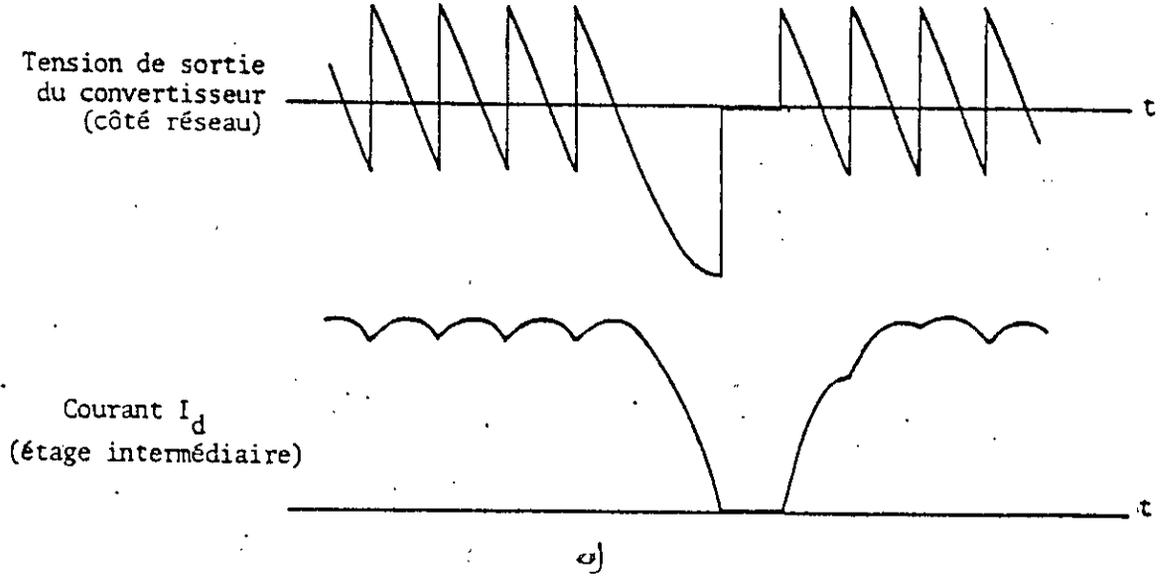
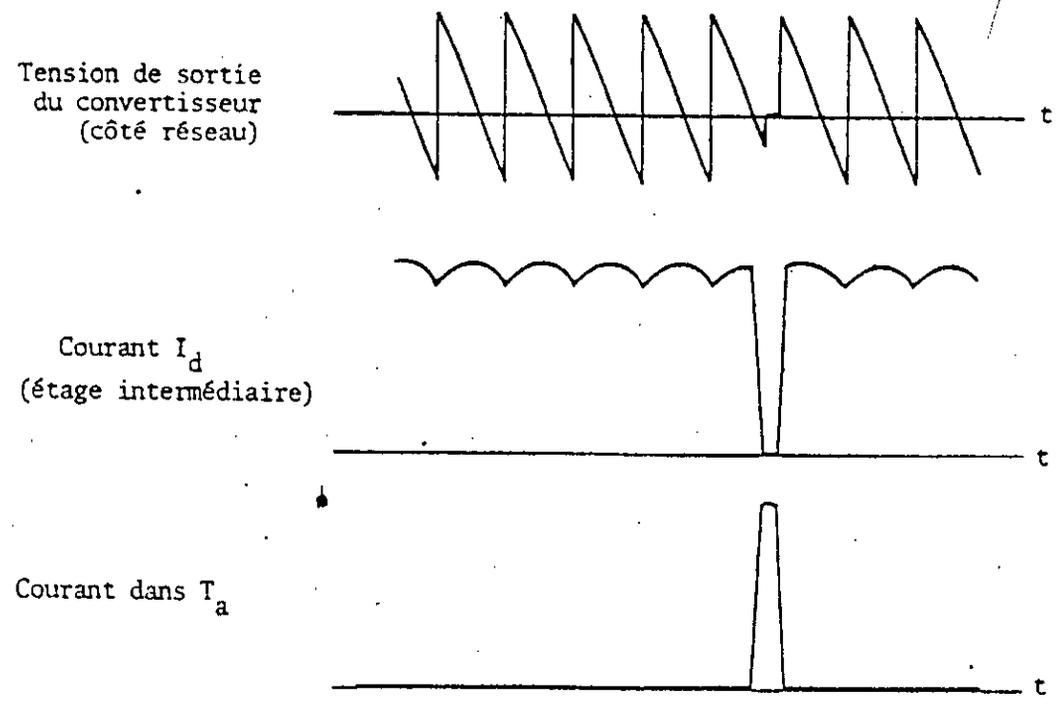
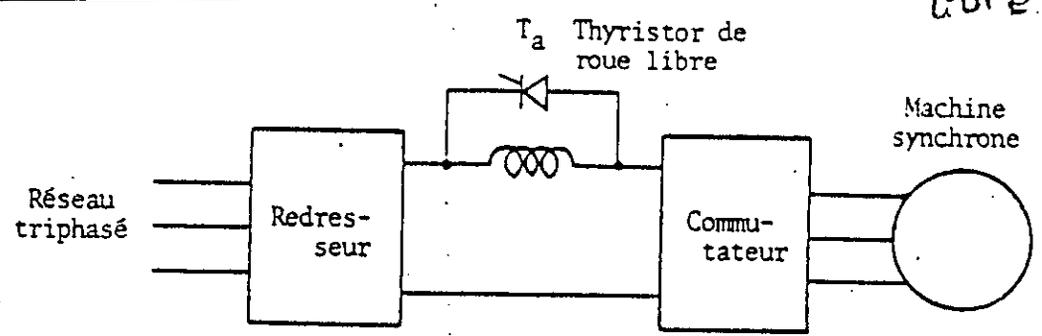


fig. I.4 - démarrage  
 a) Sans thyristor de roue libre b) avec thyristor de roue libre



I-7-MISE EN EQUATION DE LA M.S.A:

La machine synchrone dans notre étude est une machine à pôles saillants composée:

-D'un stator comportant un enroulement triphasé

-D'un rotor comportant:

1)-un enroulement d'excitation alimenté par une source de courant continu.

2)-un enroulement amortisseur en court-circuit.

a)-modèle de la machine synchrone:

la machine synchrone est modélisée par:

$$[L] [I] = - [R] [I] + [V] \quad I-1$$

avec  $[L]$  :est la matrice des inductances

$[I]$  :est la matrice des courants

$[R]$  :est la matrice des résistances

$[V]$  :est la matrice des tensions

La matrice des inductances est donnée par:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{cb} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \quad I-2$$

la matrice des résistances est donnée par :

$$[R] = \text{diag}(r_a, r_b, r_c, r_f, r_D, r_Q) \quad \text{I-3}$$

la matrice des tensions est donnée par:

$$[V] = [v_a \ v_b \ v_c]^t \quad \text{I-4}$$

ces matrices sont données dans un référentiel par rapport au stator. Pour un référentiel lié au rotor (par la transformation de park). Ces matrices peuvent s'écrire sous la forme:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{df} & M_{dD} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & M_{qQ} \\ M_{fd} & 0 & L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{dD} & 0 & M_{Df} & L_D & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad \text{I-5}$$

$$[I] = [i_d \ i_q \ i_f \ i_D \ i_Q]^t \quad \text{I-6}$$

$$[R] = \text{diag}(r_a \ r_a \ r_a \ r_f \ r_D \ r_Q) \quad \text{I-7}$$

$$[V] = [v_d \ v_q \ v_f \ 0 \ 0]^t \quad \text{I-8}$$

Mais avec ce modèle, on ne peut pas décrire le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée. Pour cela nous adoptons la modélisation suivante:

#### a) mode de conduction:

Ce mode apparaît lorsque deux thyristors conduisent.

Si par exemple les thyristors  $th_1$  et  $th_2$  qui conduisent alors nous avons:

$$i_a = i_d \quad i_b = 0 \quad i_c = -i_d \quad \text{I-9}$$

les matrices citées précédemment sont égales à:

$$[V] = [u_d, v_f, 0, 0] \quad \text{I-10}$$

$$[I] = [i_d \ i_f \ i_D \ i_q] \quad \text{I-11}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_i + 2R_a + 2(L_d - L_q)w \cos(2\theta + \pi/6) & & & \\ \sqrt{2} \text{ mdf } w \cos(\theta + \pi/3) & R_f & & \\ \sqrt{2} \text{ mdD } w \cos(\theta + \pi/3) & 0 & R_D & \\ -\sqrt{2} \text{ mqQ } w \sin(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad \text{I-12}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_i + L_d + L_q + (L_d - L_q)w \cos(2\theta + \pi/6) & & & \\ \sqrt{2} \text{ mdf } \sin(\theta + \pi/3) & L_f & & \\ \sqrt{2} \text{ mdD } \sin(\theta + \pi/3) & \text{mDf} & L_Q & \\ \sqrt{2} \text{ mqQ } \cos(\theta + \pi/3) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad \text{I-13}$$

a) mode de commutation:

Ce mode apparait lors lors du transfert du courant d'une phase à une autre phase, trois thyristors conduisent en même temps. Si on considère le transfert du courant de la phase b à la phase c nous aurons alors:



a) mode 0:

Ce mode apparait lors du démarrage pour empêcher la commutation

des thyristors. Dans ce mode aucun thyristor ne conduit. Dans ce cas nous avons :

$$i_a=0 \quad i_b=0 \quad i_c=0 \quad \text{I-19}$$

Alors les matrices citées précédemment sont égales à:

$$[V] = [v_f, 0, 0] \quad \text{I-20}$$

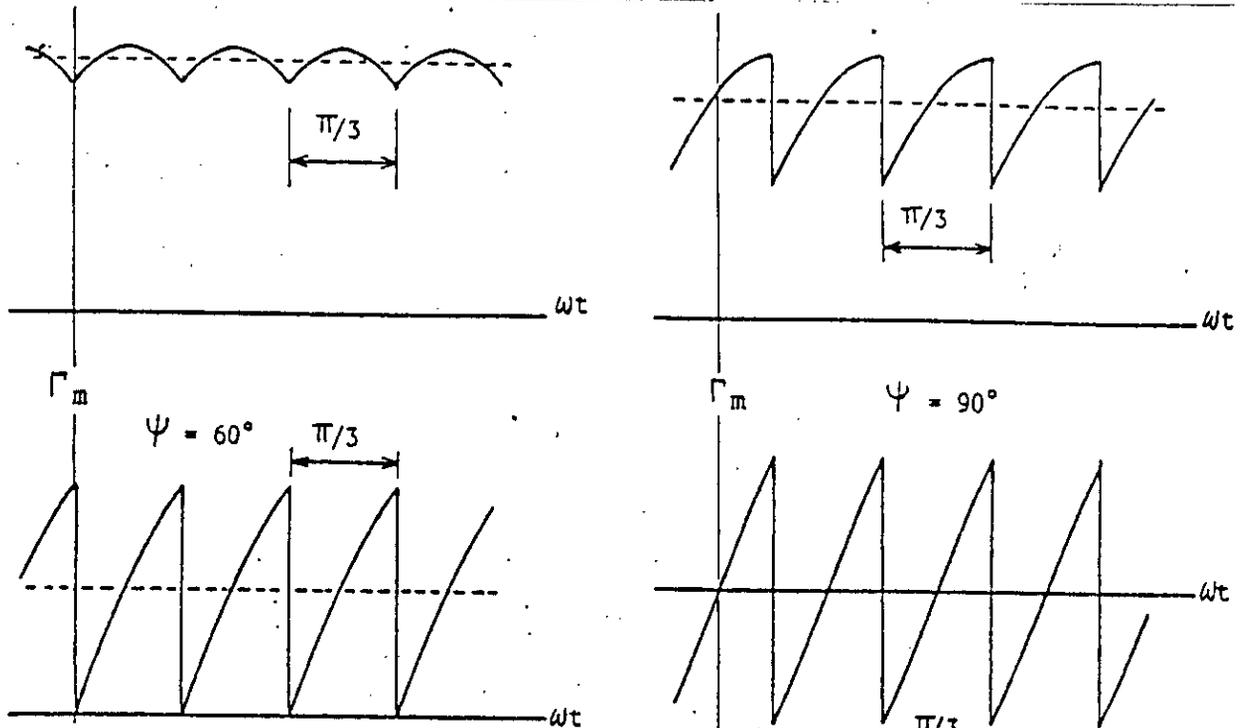
$$[I] = [i_f \ i_D \ i_q] \quad \text{I-21}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad \text{I-22}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_f & m_f D & 0 \\ m_D f & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad \text{I-23}$$

Les différentes réactances de la machine et les constantes de temps électriques permettent de déterminer les paramètres de





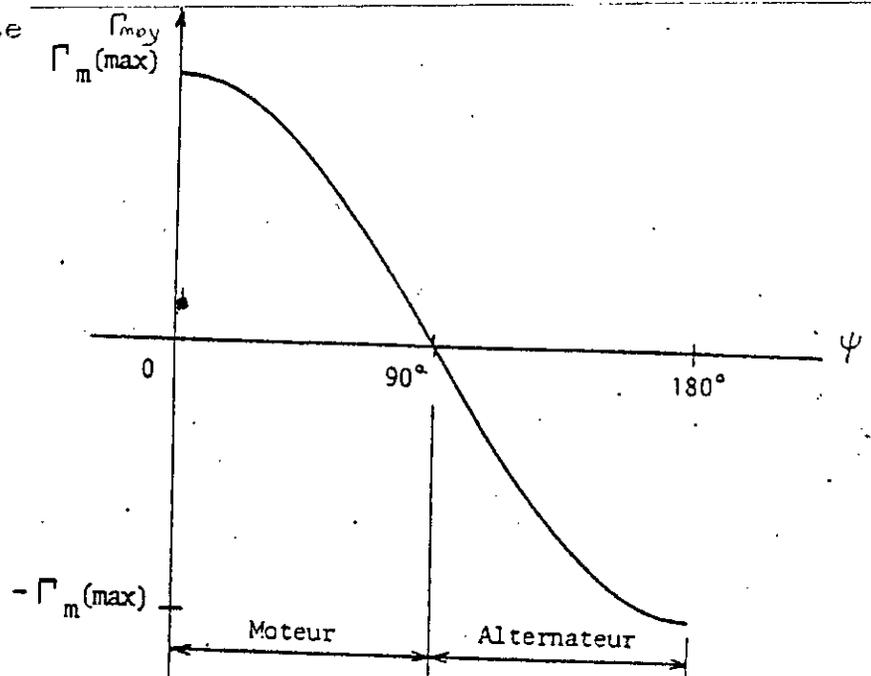
Ainsi en augmentant l'angle de commande  $\psi$  l'ondulation augmente.

La valeur moyenne du couple est donnée par:

$$\Gamma_{m(\text{moy})} = \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \cos(\psi)$$

En réalité le champ statorique ne prend pas sa position d'équilibre instantanément mais rapidement à cause de la commutation, par conséquent :

- la valeur moyenne du couple augmente
- l'ondulation est réduite



I-9-STRATEGIE DE COMMANDE:

Dans ce type d'association machine - , convertisseur, les grandeurs accessibles sont:

- Le courant  $i_d$  ( $i_s$ )
- La tension  $u_d$  ( $u_s$ )
- La pulsation  $\omega_s$
- Le couple  $\Gamma_m$
- La vitesse  $\Omega$ .

On peut considérer que les grandeurs d'entrées sont la tension(ou le courant) et la pulsation , le couple et la vitesse étant les grandeurs de sorties.

Ce système a trois variables de commande:

- 1-le courant du circuit intermédiaire
- 2-le courant d'excitation
- 3-l'angle d'amorçage du commutateur

Différentes stratégies de commande sont obtenues fonction de ces variables. Le choix de la stratégie de commande dépend du type de l'application.

la commande avec  $i_d$  et/ou  $i_f$  est similaire à celle du moteur à courant continu , l'angle d'amorçage du commutateur étant constant.

La commande par l'angle d'amorçage du commutateur exige que

l'angle de garde soit supérieur au temps de recouvrement du thyristor.

Parmi les stratégies adoptées on peut citer:

1-A courant intermédiaire constant

2-A courant inducteur constant

3-A angle de garde minimale

I-10-CONCLUSION:

La machine synchrone autopilotée est une machine synchrone du point de vue de sa construction mais de point de vue fonctionnement, elle se comporte comme une machine à courant continu dont le commutateur électromécanique est remplacé par un commutateur électronique dont sa commande est synchronisée sur la position du rotor. Cette solution permet d'éliminer certains inconvénients de la machine synchrone tel que le décrochage mais le problème de démarrage réside toujours .

L'alimentation de la machine peut être en tension ou en courant ,le choix du type d'alimentation dépend du type de l'application industriel,mais quelque soit le type d'alimentation le couple présente des ondulations dont leurs effets dépendent de l'angle de commande.

D'après la modélisation faite ,il y a un nombre élevé de paramètres qui décrivent l'état de la machine, dont la détermination de son fonctionnement ne peut se faire que par l'assistance d'un ordinateur.

# *Chapitre II*

Ce chapitre est consacré à l'étude de la régulation de la M.S.A, où nous allons adopter la même structure de réglage que pour un moteur à courant continu (réglage cascade du courant et de vitesse).

Pour l'analyse de cette régulation nous utilisons des modèles linéaires pour les éléments du système et la technique de la transformée en z pour la synthèse des régulateurs.

### II-2-STRUCTURE DU SYTEME:

Le système est comme l'indique la figure II-1 si dessous constitué de :

- trois convertisseurs
- une machine synchronemuni d'un capteur de position

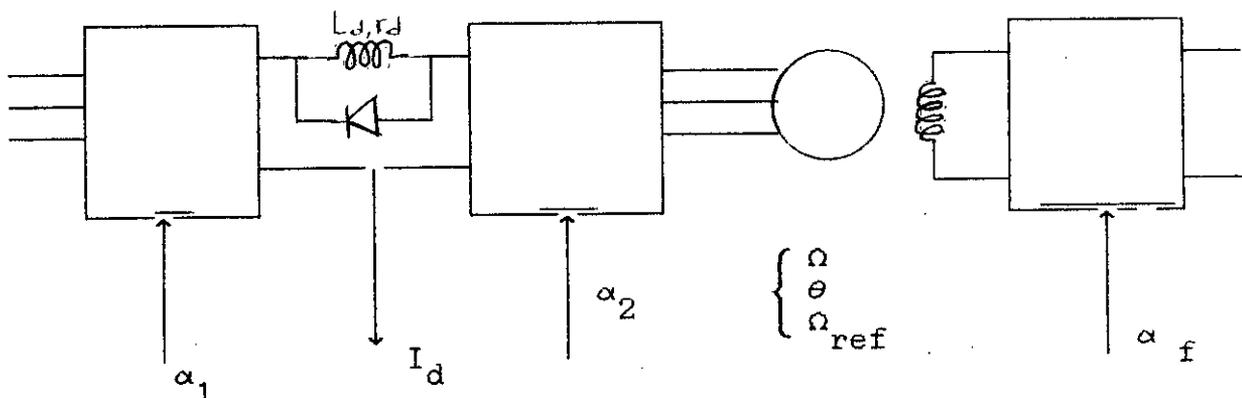


figure II-1 structure du système

Les grandeurs de réglage sont :  $\alpha_1 \alpha_2 \alpha_f$

Les grandeurs de mesure sont :  $\Omega \theta I_d I_f \Omega_{ref}$

les paramètres à surveiller sont :  $I_d I_f$

II-1-SCHEMA GENERALE DE LA COMMANDE:

La schéma général de la commande comprend principalement une boucle externe de régulation de vitesse et une boucle interne de régulation de courant et une troisième boucle de régulation du courant inducteur.

Le schéma synoptique est donné par le schéma suivant:

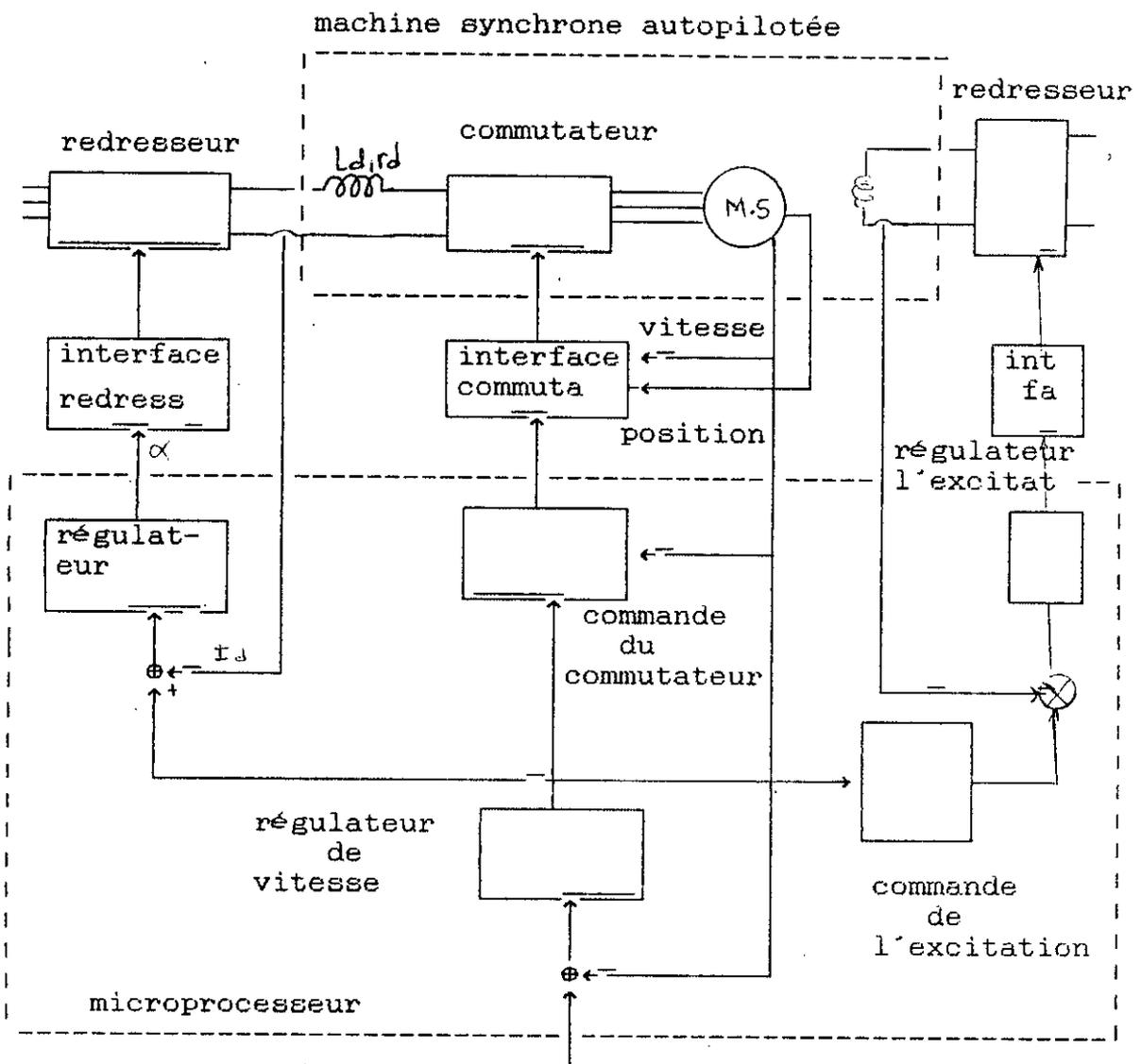


figure II-2 schéma synoptique de la commande

II-1-1 COMMANDE DES ELEMENTS DU SYSTEME:

La sortie du régulateur de vitesse est utilisée comme grandeur d'entrée pour le programme de commande du courant intermédiaire, du commutateur et du courant inducteur.

Le programme de commande soit du courant inducteur ou du courant intermédiaire est fournie suivant une loi bien déterminée. La valeur de référence de l'angle du commutateur ou du courant inducteur peut être constante ou fonction du courant intermédiaire et de la vitesse.

II-1-2 CHOIX DES PERIODES D'ECHANTILLONAGE:

Le taux d'échantillonnage de la vitesse et du courant dépendent essentiellement de la rapidité de l'évolution de ces paramètres. Mais d'une façon générale, les phénomènes électriques sont plus rapide que les phénomènes électromécaniques.

La période d'échantillonnage du courant intermédiaire est choisie égale à 3.33 mS. Le courant inducteur est supposé constant. Pour la vitesse, nous avons choisis 20 mS (période de comptage du capteur), cette valeur est un compromis entre la rapidité et la précision de mesure.

II-1-3 STRATEGIE DE COMMANDE:

La stratégie de commande adoptée est:

- Le courant inducteur est constant égale à: 2.7 [A]
- Le déphasage entre les impulsions de commandes du commutateur et la f.e.m (entre phases ) est maintenue constante  $\Psi = 45$
- Le courant  $I_d$  est la seule variable de commande.

#### II-1-4 METHODE D'ANALYSE :

Ce système présent est un système échantillonné non linéaire présentant plusieurs périodes d'échantillonnages . Leur étude exige un investissement mathématique et matériel important. Par conséquent, nous allons choisir une analyse approximative utilisant des modèles linéaires pour les éléments du système et la technique de la transformée en z pour l'étude de la stabilité en considérant des taux d'échantillonnages les plus longs possibles. L'avantage de cette méthode est la simplicité et la rapidité. Une étude plus approfondie sur le système est faite par une simulation hybride.

#### II-2 MODELE DES ELEMENTS DU SYSTEME:

Pour déterminer les paramètres des régulateurs ,il est nécessaire d'avoir des modèles des différents éléments du système .Le modèle décrit par Park est très complexe pour la commande alors on utilise des modèles simples.

#### II-2-1 MODELE DU REDRESSEUR:

Par leur type de fonctionnement, les convertisseurs statiques sont de nature discrète. Ils peuvent être considérés comme des systèmes échantillonnés dont la période d'échantillonnage est égale à la valeur moyenne des intervalles entre commutations. L'alimentation et le redresseur peuvent être représentés par:

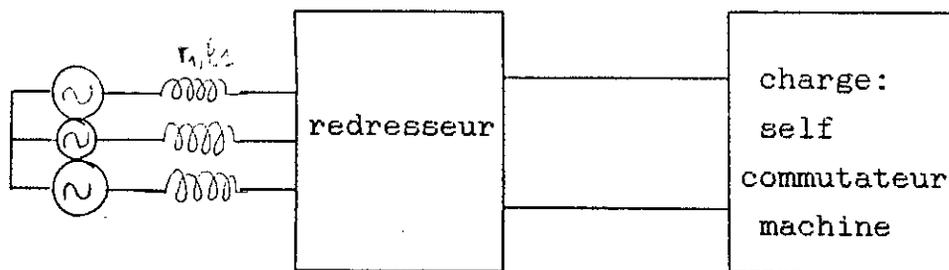


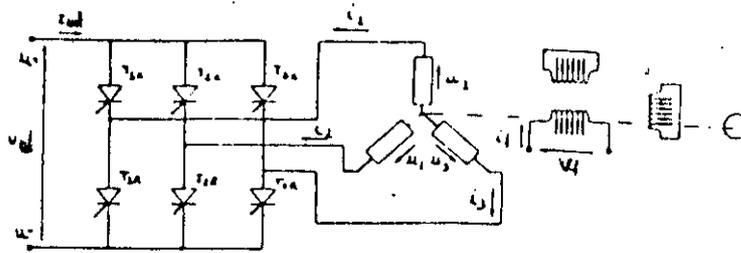
figure II-3 schéma de l'alimentation et du redresseur

Où:

$r_1$ : est la somme des résistances du transformateur ramenée au secondaire et de la ligne.

$l_1$ : est la somme de l'inductance de fuite du transformateur ramenée au secondaire et de l'inductance de la ligne.

Le redresseur est un pont de Graëtz (pont complet). Si on néglige la commutation le circuit électrique précédant devient:



En faisant les suppositions suivantes :

$$-l(\theta) = L$$

$$-\psi_1 = \text{constante}$$

On peut comme précédemment remplacer dans l'intervalle  $T$ , le circuit réel par le circuit continu équivalent alimenté par  $e_{\text{moy}}$  sur l'intervalle considéré:

$$e_{\text{moy}} = 3 k_p \omega \cos(\psi_1) / \pi = \frac{\phi_i(\theta_1) - \phi_i(\theta_0)}{T} \quad \text{II-2}$$

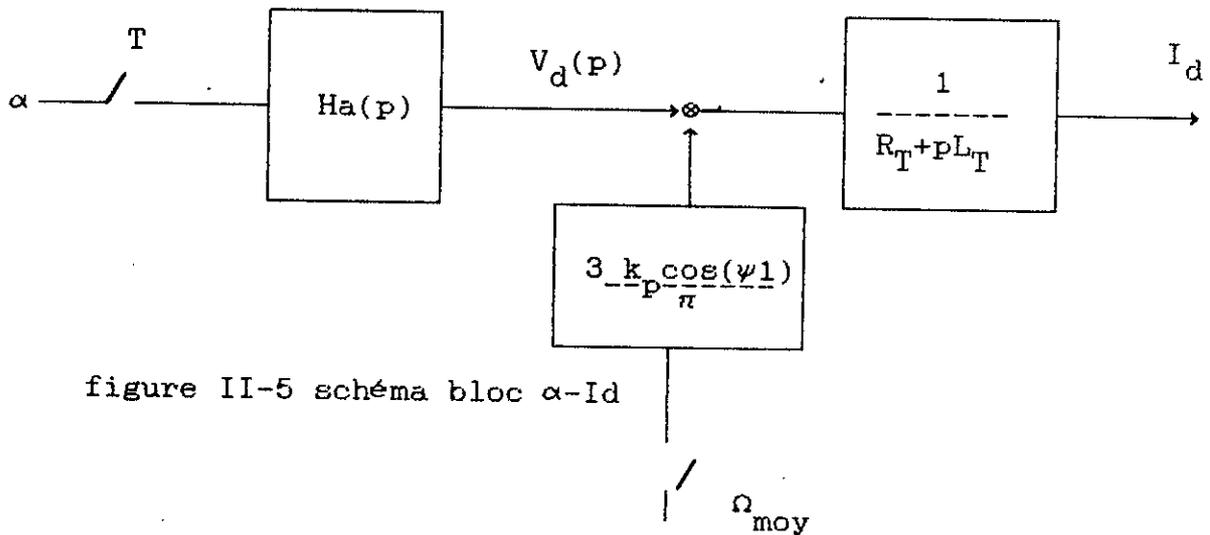
On peut écrire que :

$$e_{\text{moy}} = k_I \omega_{\text{moy}}$$

II-3

avec:  $k_I = 3 \frac{k_p \cos(\psi_1)}{\pi}$

II-4



Comme T est très petit vis à vis de la dynamique de  $\Omega$ , le phénomène d'échantillonnage sur  $\Omega$  peut être ignoré.

Pour compléter le modèle, il faut introduire l'équation mécanique. Pour cela, il faut se placer à l'échelle des temps des phénomènes mécaniques. Les évolutions du courant à considérer sont celles liées aux f.c.e.m de la machine. Les variations rapides de  $I_d$  qui se font immédiatement suite à une variation de  $\alpha$  étant considérée comme instantanée. L'équation mécanique s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - f \Omega - \Gamma_r \quad \text{II-5}$$

Etant donné que la constante de temps électrique est très petite devant la constante de temps mécanique, on peut considérer que la vitesse équivalente dont l'évolution est décrit

par :

$$J \frac{d\Omega_e}{dt} = \langle \Gamma_m \rangle - f \Omega_e - \Gamma_r \quad \text{II-6}$$

$\langle \Gamma_m \rangle$ : valeur moyenne du couple électromagnétique sur l'intervalle T

$\Omega_e$ : vitesse équivalente sur l'intervalle T

La valeur moyenne du couple est égale

$$\langle \Gamma_m \rangle = 3 k_p I_d / \pi \quad \text{II-7}$$

L'équation mécanique devient alors

$$J \frac{d\Omega_e}{dt} = 3 k_p I_d / \pi - f \Omega_e - \Gamma_r \quad \text{II-8}$$

Le schéma bloc générale de la machine synchrone autopilotée est donnée par:

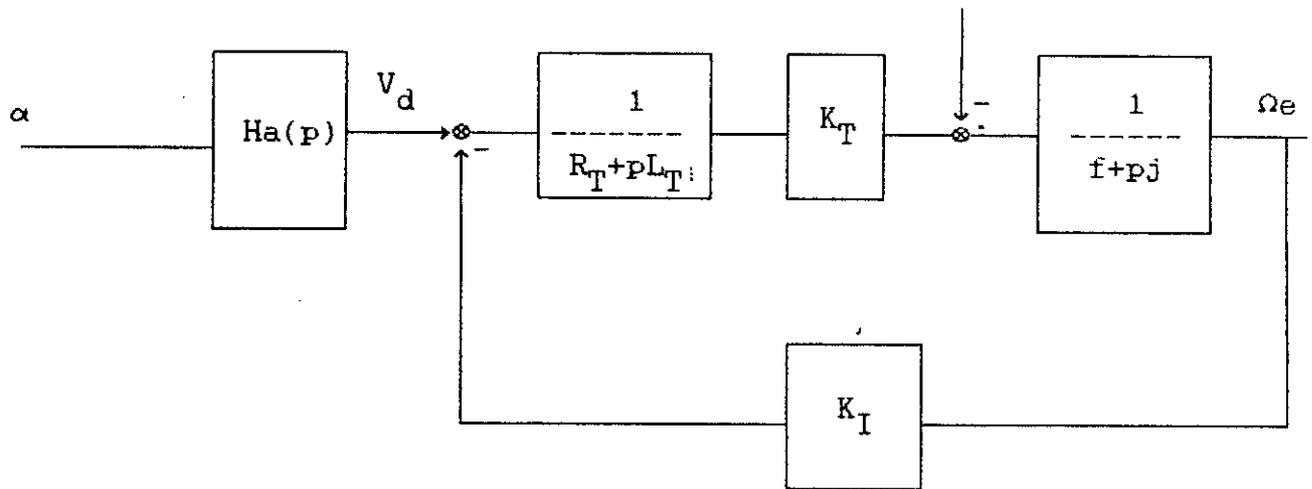


figure II-6 SCHEMA BLOC GENERALE DE LA MACHINE SYNCHRONE  
AUTOPILOTEE

Notons que:

1-Si La commutation n'est pas négligée ,elle est prise en compte en ajoutant une résistance en série avec le circuit électrique dont la valeur est égale à:

$$R_c = 3 l_c p \Omega / \pi \quad \text{II-9}$$

ou:

- p:nombre de paire de pôles.

-lc:inductance de commutation dont sa valeur est

$$l_c = L_d'' \cos^2(\psi_1) + L_q'' \sin^2(\psi_1) \quad \text{II-10}$$

2-Si l'inductance de la machine varie, alors son effet est tenu en compte en ajoutant en série avec le circuit électrique:

a)-une résistance équivalente dont la valeur est:

$$R_e = \frac{3\sqrt{3} \cdot \omega \cdot \sin(2\psi_1)}{\pi}$$

II-11

b)-L'inductance équivalente dont sa valeur est indépendante de la position du rotor et elle est égale à:

$$L_{eq} = 6 \text{ mH}$$

- La valeur de l'inductance de lissage est égale à:

$$L_i = .0706 \text{ mH}$$

-L'inductance équivalente du circuit est donc égale à:

$$L_T = L_{eq} + L_i = 0.076 \text{ mH}$$

-La résistance totale du circuit est donc égale à:

$$R_T = R_e + R_c + 2R + R_i$$

avec

$R_i$ : étant la résistance de la self de lissage, sa valeur est égale à 0.3

Donc pratiquement la constante de temps de ce système varie en fonction de la position du rotor, et elle est comprise entre 0.173 et 0.061 mS.

### II-3-REGULATION DU COURANT:

#### II-3-1-CALCUL DE LA BOUCLE DU COURANT:

Le modèle de l'ensemble convertisseur machine est un système échantillonné avec une période d'échantillonnage  $T=3.3 \text{ mS}$ . Si on adopte la même période d'échantillonnage pour l'exécution de l'algorithme de réglage, le régulateur est directement étudié en échantillonné. Le courant est mesuré comme indiqué sur le schéma

.Il est converti en un nombre binaire sur n1 bits .La fonction de transfert de l'ensemble convertisseur capteur est donnée par :

$$k_{cc} = \frac{I_{ref}}{I_d} \frac{2^{n1}}{I_{max}} \quad \text{II-12}$$

L'angle  $\alpha 1$  est donné par le régulateur sous forme numérique sur n2 bits.

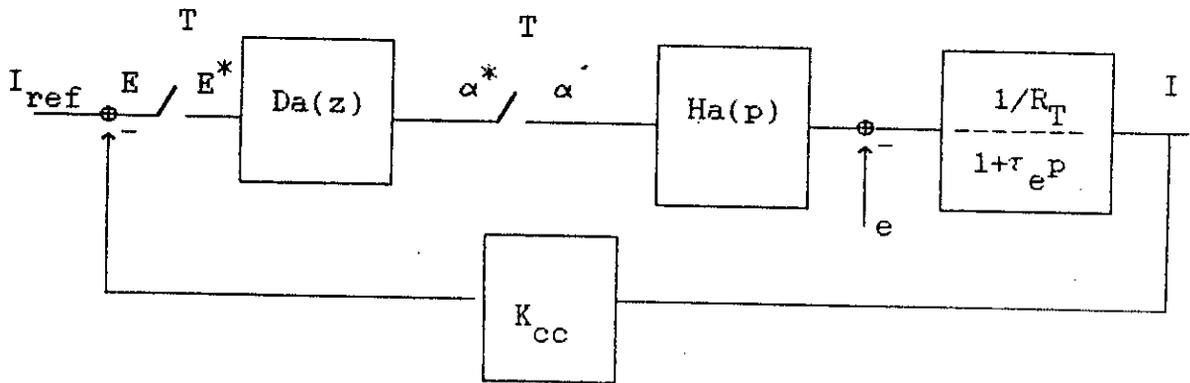


figure II-7 BOUCLE DE LA REGULATION DU COURANT

avec :

Da(z):fonction de transfert du régulateur numérique.

Si on considère que le convertisseur et la machine forment un seul système dont la fonction de transfert est :

$$G(p) = k_c \frac{1 - e^{-pT}}{p} * \frac{1}{1 + \tau_e p} \quad \text{II-13}$$

.Il est converti en un nombre binaire sur n1 bits .La fonction de transfert de l'ensemble convertisseur capteur est donnée par :

$$k_{cc} = \frac{I_{ref}}{I_d} \frac{2^{n1}}{I_{max}} \quad \text{II-12}$$

L'angle α1 est donné par le régulateur sous forme numérique sur n2 bits.

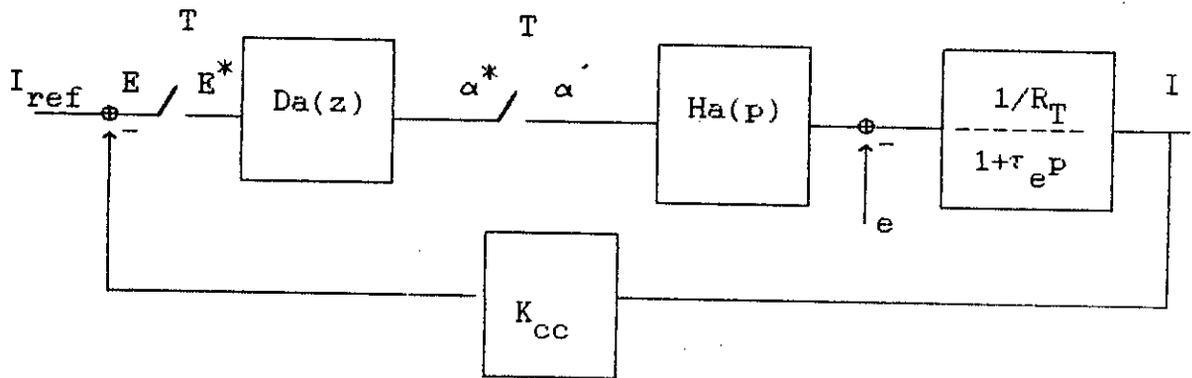


figure II-7 BOUCLE DE LA REGULATION DU COURANT

avec :

Da(z):fonction de transfert du régulateur numérique.

Si on considère que le convertisseur et la machine forment un seul système dont la fonction de transfert est :

$$G(p) = kc \frac{1 - e^{-pT}}{p} * \frac{1}{1 + \tau_e p} \quad \text{II-13}$$

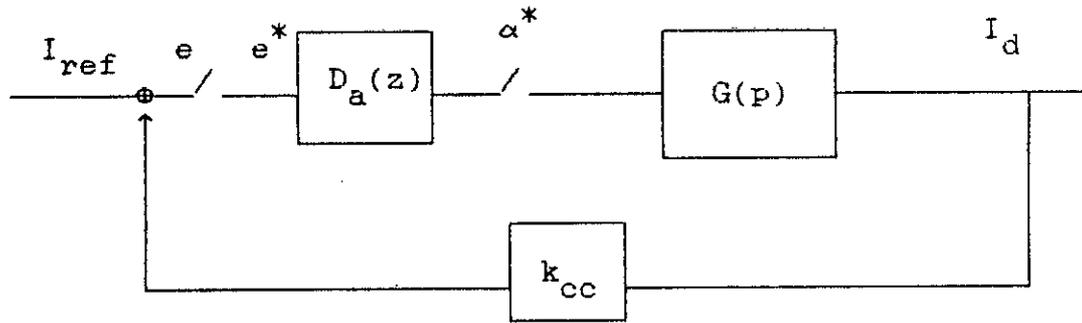


Fig II-8 Schéma bloc Iref-Id

La fonction de transfert du système devient:

$$G(z) = Z \left[ G(p) \right] = \frac{K_T(1-z_e)}{1-z_e z^{-1}} \quad \text{II-20}$$

avec

$$z_e = e^{-T/\tau} e \quad \text{II-21}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(z) = \frac{D_a(z) G(z)}{1+k_{cc} D_a(z) G(z)} \quad \text{II-22}$$

Le choix et le dimensionnement des paramètres du régulateur se font de sorte que :

-  $s(z) = k p(z)$  (compensation des pôles du système )

Notons que : les fonctions de transferts  $G(z)$  et  $D(z)$  peuvent être mises sous la forme:

$$D_a(z) = \frac{s(z)}{P(z)} \quad \text{II-23-1}$$

$$G(z) = \frac{Q(z)}{p(z)} \quad \text{II-23-2}$$

$k$  : est un coefficient qui est déterminé afin que le système soit bien amortie et stable.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est:

$$G_0(z) = k k_{cc} k_T \frac{(1-z_e)}{1-z^{-1}} \quad \text{II-23}$$

La détermination de  $k$  se fait en appliquant le critère de la marge de phase qui se base sur certaines propriétés de la réponse harmonique.

Cette méthode consiste à:

- calculer la réponse harmonique  $F(j\Omega) = k_{cc} k_T \frac{1-z_e}{1-z^{-1}}$  II-24

- déterminer le module de  $|F(j\Omega_{120})|$  ou le déphasage  $\varphi = 120$

- afin que la réponse harmonique  $F(j\Omega)$  possède une marge de phase de  $60^\circ$  il faut que :

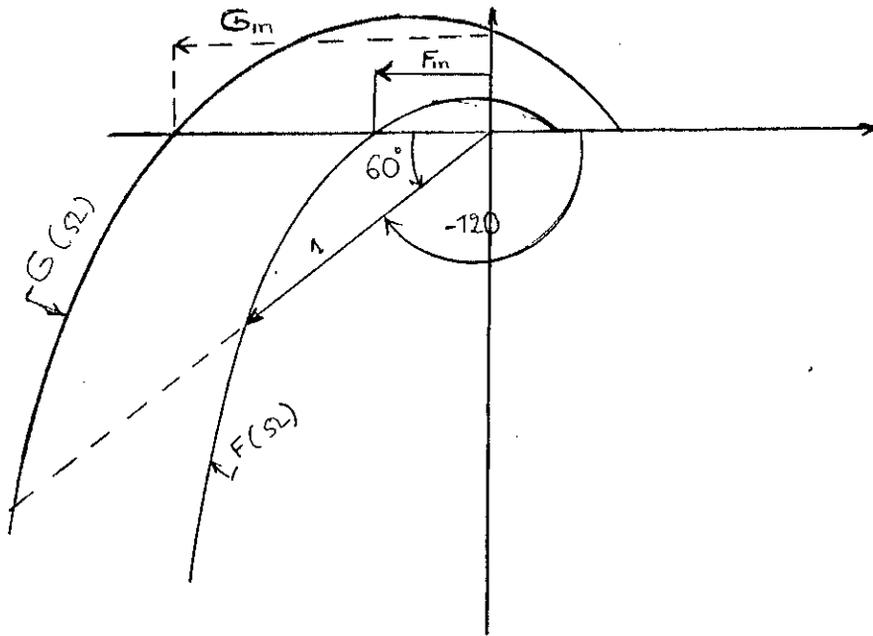
$$k |F(j\Omega_{120})| = 1 \quad \text{II-25}$$

La marge de phase doit être comprise entre 0.2 et 0.5.

D'après ces calculs, on trouve:

$$k_p = 0.502$$

$$k_i = 0.009667$$

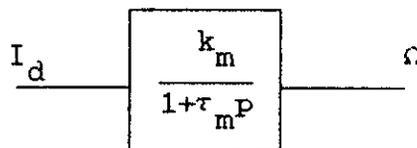


II-7 REGULATION DE LA VITESSE:

Si on néglige le couple réductant dû à la commutation, l'équation mécanique se transforme en :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = k I_d - f \Omega \tag{II-27}$$

On aura donc le schéma bloc suivant:



avec:

$$k_m = kl/f \tag{II-28}$$

$$\tau_m = \frac{j}{m} \tag{II-29}$$

figure II-9 bloc Id-Ω

II-8 1 CALCUL DE LA BOUCLE DE VITESSE:

Le régulateur de vitesse est du type PI, la période d'échantillonnage étant choisie de 20 mS est très inférieure devant la constante de temps mécanique par conséquent la boucle étudiée est considérée comme une boucle fermée. La régulation du courant supposée parfaite est donnée par la relation suivante:

$$\frac{I_d}{I_{ref}} = 1/k_{cc} \quad \text{II-30}$$

Le capteur de position est un dispositif échantillonné, une fois que l'information de vitesse est générée par comptage d'impulsions pendant une période donnée qui est la période d'échantillonnage.

La fonction de transfert du capteur de vitesse peut être représentée par une constante :

$$k_{cv} = \frac{N_{\Omega} \cdot \Omega_{max}^2}{\Omega_{max}^3} \quad \text{II-31}$$

Dans notre cas la vitesse est représentée par 8 bits (n3=8)

Le schéma de la régulation de la vitesse est:

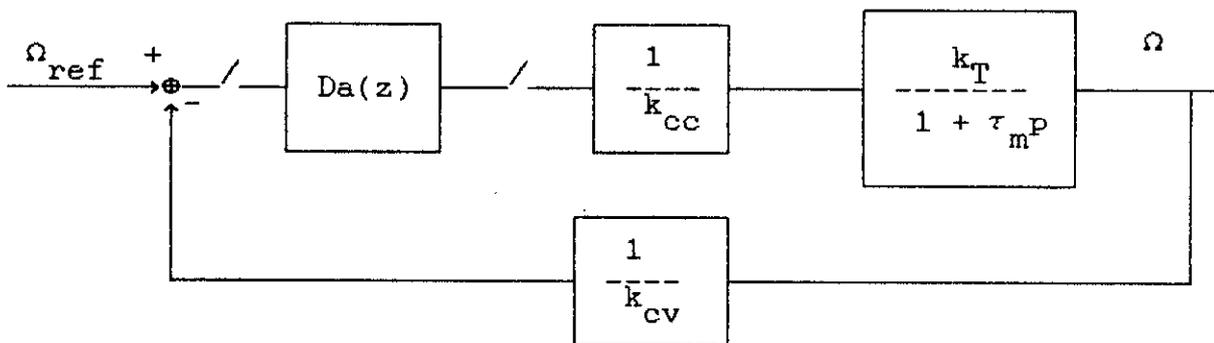


Fig II.10 Schéma bloc Ωref-Ω

II-B 1 CALCUL DE LA BOUCLE DE VITESSE:

Le régulateur de vitesse est du type PI, la période d'échantillonnage étant choisie de 20 ms est très inférieure devant la constante de temps mécanique par conséquent la boucle étudiée est considérée comme une boucle fermée. La régulation du courant supposée parfaite est donnée par la relation suivante:

$$\frac{I_d}{I_{ref}} = 1/k_{cc} \quad \text{II-30}$$

Le capteur de position est un dispositif échantillonné, une fois que l'information de vitesse est générée par comptage d'impulsions pendant une période donnée qui est la période d'échantillonnage.

La fonction de transfert du capteur de vitesse peut être représentée par une constante :

$$k_{cv} = \frac{N_{\Omega} \Omega^2}{\Omega_{max} \Omega_{max}} \quad \text{II-31}$$

Dans notre cas la vitesse est représentée par 8 bits (n3=8)

Le schéma de la régulation de la vitesse est:

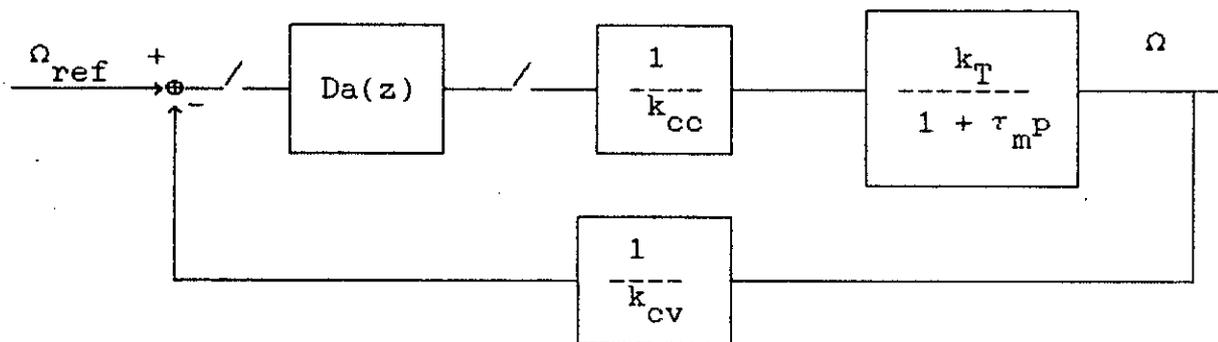


Fig II.10 Schéma bloc Ωref-Ω

La fonction de transfert du régulateur peut être écrite sous la forme suivante:

$$D_a(z) = k_{pi} \frac{z-a}{z-1} \quad \text{II-17}$$

avec:  $k_{pi} = k_p + k_i$  II-18

$$a = \frac{k_p}{k_i + k_p} \quad \text{II-19}$$

Ainsi le schéma précédant peut être représenté sous la forme:

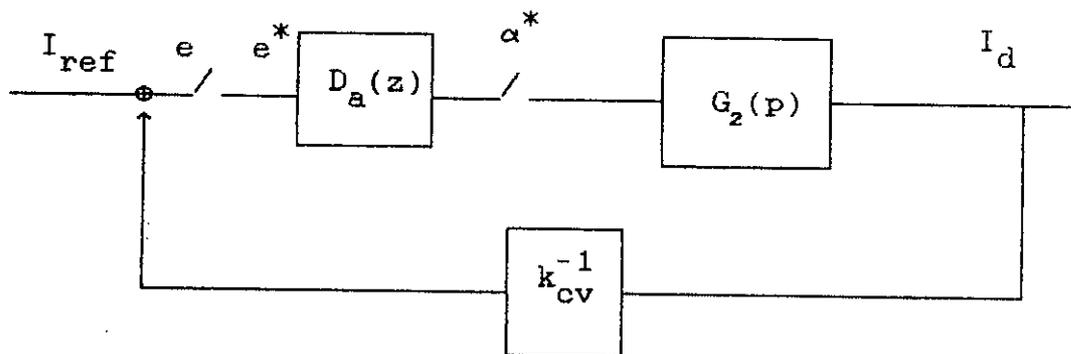


figure II-8 schéma équivalent de la boucle de courant

La transformée en z de la fonction de transfert du système est:

$$G(z) = Z \left[ G(p) \right] = \frac{K_{T1}}{1 - z_m z^{-1}} \quad \text{II-20}$$

avec

$$z_m = e^{-T/\tau_m} \quad \text{II-21}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(z) = \frac{D_a(z) G_2(z)}{1 + k_{cv}^{-1} D_a(z) G_2(z)} \quad \text{II-22}$$

Le choix et le dimensionnement des paramètres du régulateur se font de sorte que :

$$- s(z) = k p(z) \text{ (compensation des pôles du système)}$$

Notons que : les fonctions de transferts  $G_2(z)$  et  $D_a(z)$  peuvent s'écrire sous la forme :

$$D_a(z) = \frac{s(z)}{R(z)} \quad \text{et} \quad G_2(z) = \frac{Q_2(z)}{P_2(z)} \quad \text{II-23}$$

$k$  : est un coefficient qui est déterminé afin que le système soit bien amorti et stable.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est :

$$G_0(z) = k k_{cv}^{-1} k_{T1} \frac{1}{1 - z_m z^{-1}} \quad \text{II-24}$$

Pour la détermination des paramètres des régulateur on procède comme précédemment.

$$k_{pv} = 8$$

$$k_{iv} = 0.1633$$

II-6-CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons représenté une étude théorique de la commande numérique de la machine synchrone autopilotée. Nous avons examiné le modèle simplifié du redresseur et de la machine M.S.A. A l'aide de cette modélisation nous avons fait une analyse de réglage avec deux boucles de régulation courant vitesse cascade. Nous avons fait une abstraction qui traite la f.c.e.m du moteur comme une perturbation pour la synthèse des paramètres des régulateurs. L'analyse de la régulation est faite par la transformée en z.

# *Chapitre III*

Dans les chapitres précédents, nous avons établi le modèle de la M.S.A et déterminer les paramètres des régulateurs numériques de courant et de vitesse. Ce présent chapitre a pour objet la simulation numérique du fonctionnement de cette machine en régime permanent et du fonctionnement globale en utilisant un logiciel de simulation appelé SIMNON.

### III-1-CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE:

Les caractéristiques principales de la machine sont:

3 phases

2 paires de pôles

$U_n = 220 \text{ v}$

$I_n = 26.3 \text{ A}$

$f_n = 50 \text{ Hz}$

$J_n = 2.7 \text{ a}$

Les paramètres de la machine sont:

$X_d = 5.4 \Omega$

$X_q = 3.5 \Omega$

$X_d' = 1.0 \Omega$

$X_d'' = 0.74 \Omega$

$X_q'' = 0.96 \Omega$

### III-2-POSITION DU PROBLEME:

La simulation de notre système présente des complications car le modèle varie en structure, en particulier au démarrage. Dans ce système, il existe trois modes de fonctionnement mode0, model et le mode3. Ces modes commutent entre eux (le mode0 et le mode2 pendant la commutation forcée; le mode2 et le mode3 pendant la commutation naturelle).

Le modèle du système est représenté sous la forme suivante:

$$[L][I] = -[R][I] + [V]$$

L : est la matrice des inductances

I : est la matrice des courants

R : est la matrice des résistances

v : est la matrice des tensions

Les formes des matrices L,R,I et V sont variables pendant l'évolution du système. La méthode de RANGE-KUTTA est nécessaire pour la résolution de ce type de problème. Mais étant donné l'existence d'un logiciel qui est destiné à la résolution des équations différentielles non linéaires et utilise la méthode de RANGE-KUTTA. En plus, il permet la simulation hybride (réglage continu-discret). Alors nous l'avons utilisé pour résoudre notre problème.

### III-3-DESCRIPTION DU LOGICIEL:

Ce logiciel est appelé SIMNON qui est destiné à la résolution des systèmes non linéaires. Il possède un langage propre à lui. Le système peut être discret, continu ou composé de plusieurs sous systèmes (cette composition peut que des systèmes continus ou que des systèmes discrets comme elle peut être hybride). D'une façon générale, chaque système possède deux programmes dont l'un c'est le programme principale qui décrit le fonctionnement du système et l'autre gère le programme principale.

Parmi les avantages de ce logiciel :

- La réduction de l'espace occupé par le programme
- La rapidité d'exécution
- La simplicité de manipulation
- il ne nécessite pas un grand espace mémoire pour l'installer

Comme on peut citer quelques inconvénients:

- Manque de boucle dans le programme principale
- la commutation entre les modèles fait introduire des pas qui par conséquent augmentent le temps de calcul
- il n'est pas orienté matriciel (manque de calcul matriciel)
- le problème de sauvegarde est soulevé lors de la simulation par pas

D'une façon générale, on peut dire que le SIMNON est un outil très efficace pour le traitement numérique d'un tel système en particulier si le système fonctionne avec un seul mode.

#### III-4-SIMULATION DE LA M.S.A ALIMENTEE EN COURANT:

Cette simulation permet d'étudier les problèmes de l'association de la machine - pont onduleur et tirer des renseignements concernant son comportement.

III-4-1-simulation du régime permanent:

Dans cette partie on suppose que:

- 1-le courant redressé est constant
- 2-la vitesse de la machine est constante.

Dans ce fonctionnement les phénomènes électriques et mécaniques sont périodiques de période  $\Pi/(3\omega_2)$ . Chaque période de simulation est composée de deux modes :

- 1-mode de commutation
- 2-mode de conduction

Les équations définissant ce fonctionnement sont déduites directement à partir des équations I-1 à I-23 en considérant le courant redressé bien lissé.

Le problème comme a été mentionné dans III-2 :Ce logiciel n'est pas orienté matriciel alors que nous sommes en présence d'une inversion matricielle (matrice  $5 \times 5$  et matrice  $4 \times 4$ ). En plus, il n'existe pas de boucle à l'intérieur du programme principale. Comme il a été mentionné plus haut la période de fonctionnement est de  $\Pi/3$ , après chaque période de fonctionnement il y a un changement de variable de  $\theta$  à  $\theta - \Pi/3$ . L'organigramme est le suivant:

Les figures (III-1 à III-7) représentent la variation temporelle des grandeurs de la machine pour le point de fonctionnement:

1-courant dans l'inductance de lissage	$i_d = 20 \text{ A}$
2-vitesse de rotation de la machine	$\Omega = 1500 \text{ tr/mn}$
3-angle de commande du capteur	$\psi = 75^\circ$

Nous remarquons que l'influence de la commutation se traduit par des piques de tensions qui s'ajoutent ou se retranchent à la sinusoïde. Les figures (III-8 à III-10) représentent les formes de la tension de la machine pour trois fréquences différentes.

Nous constatons que:

-l'amplitude augmente avec la fréquence

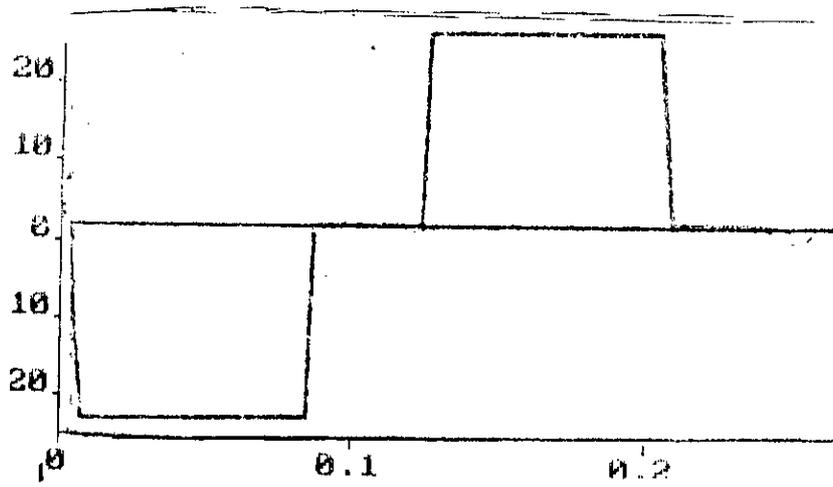
-la forme d'onde est pratiquement une sinusoïde si on fait abstraction aux instants de commutation.

La figure III-11 et la figure III-12 représentent la forme du couple électromécanique pour des angles de commande  $\psi = 35$  et  $\psi = 50$  et si on ajoute la la figure III-7 qui représente la forme du couple pour l'angle de commande  $\psi = 75$  on remarque que:

1- le couple est toujours oscillatoire.

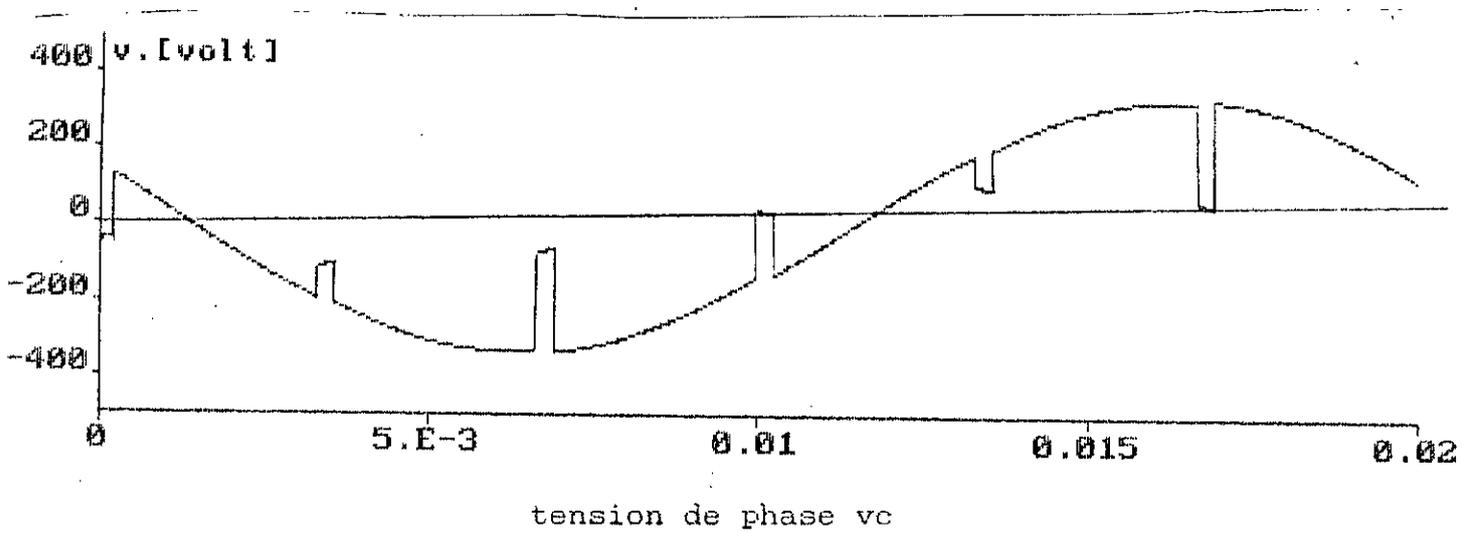
2- la valeur moyenne du couple diminue lorsque l'angle de commande augmente.

3-l'amplitude d'oscillation augmente lorsque l'angle de commande augmente.



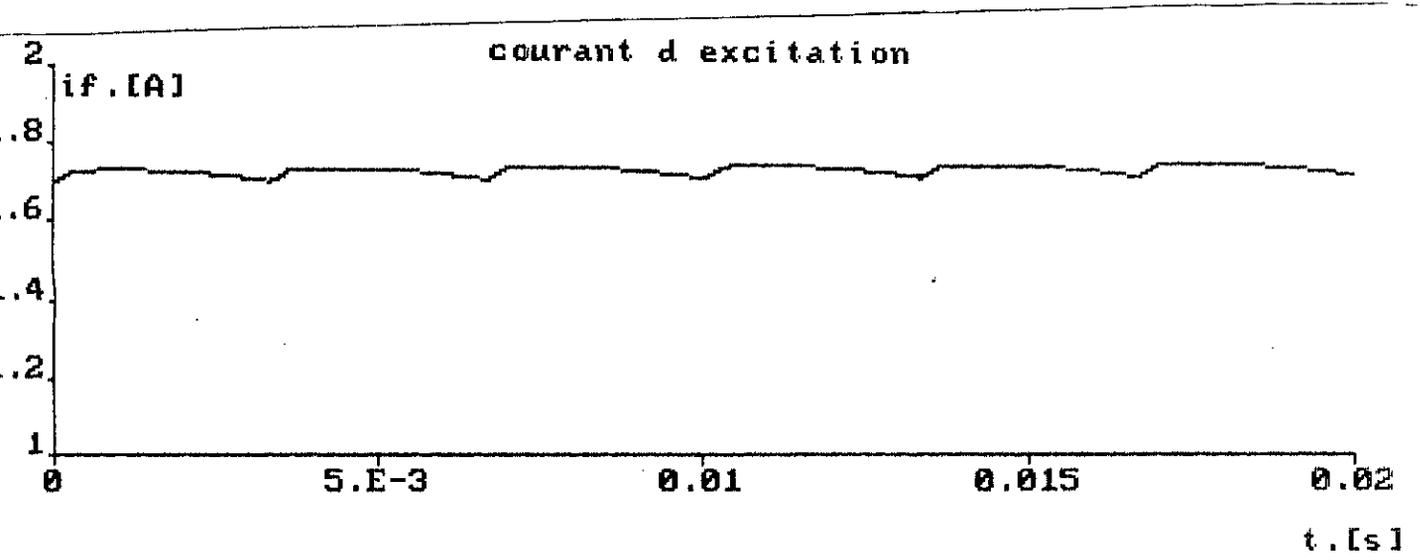
courant de phase ic

figure III-1

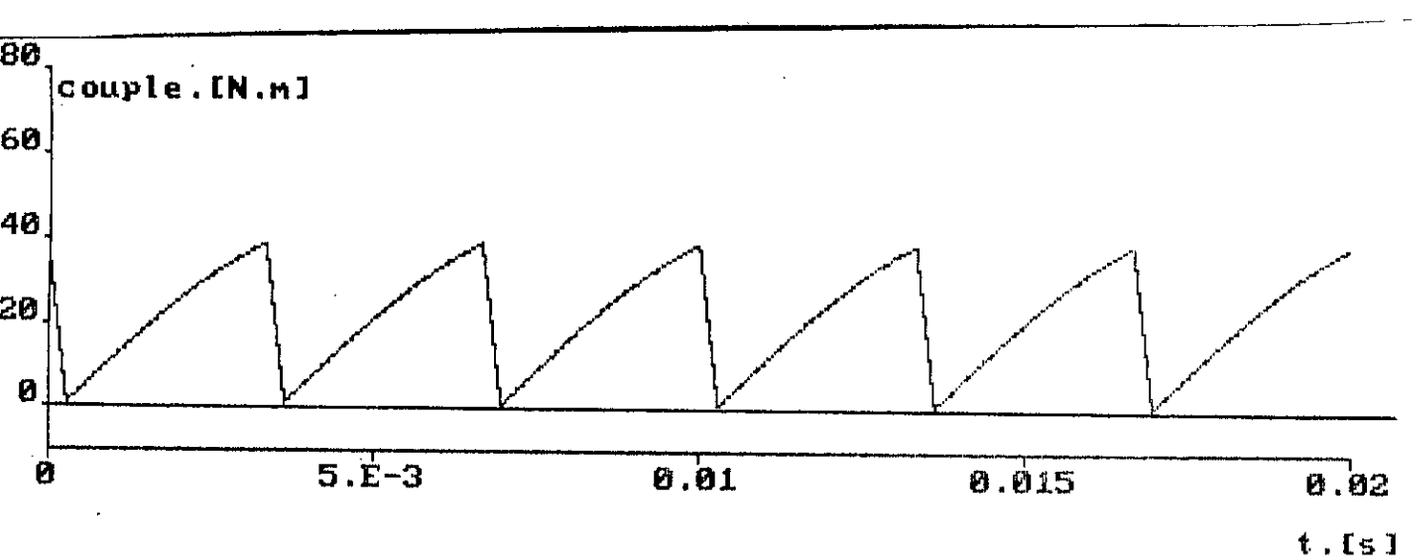


tension de phase vc

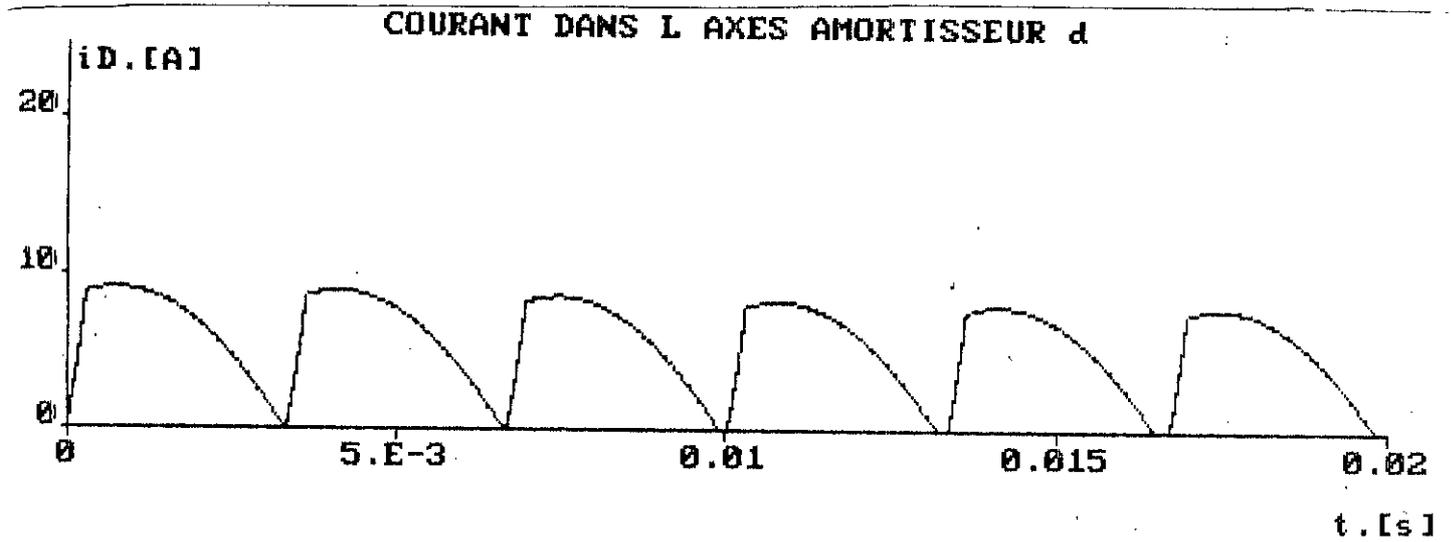
figure III-2



courant d'excitationif  
figure-III-3

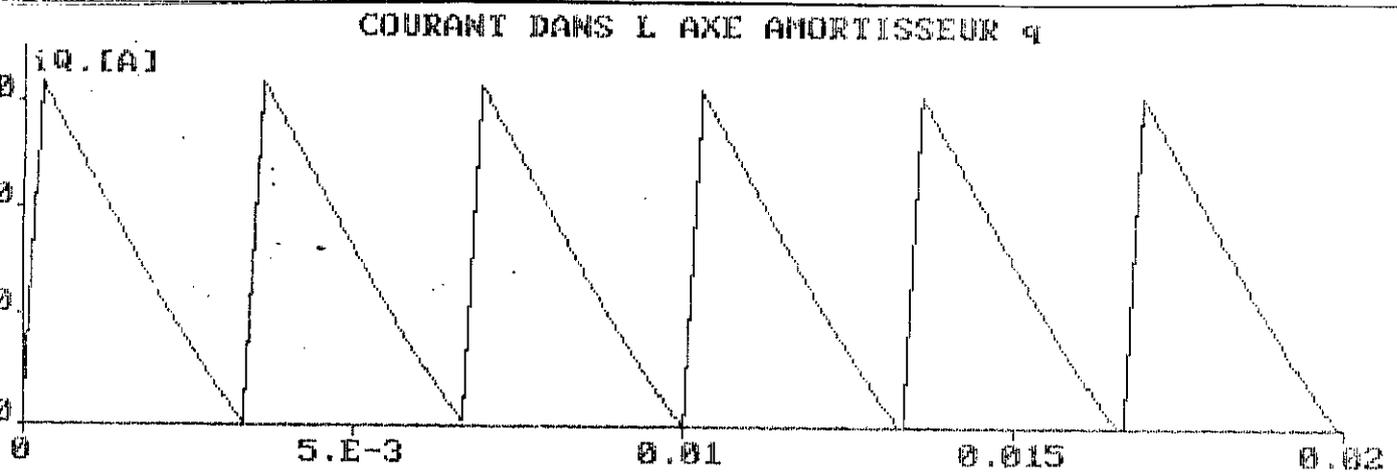


couple électromagnétiqueΓm  
figure- III-4



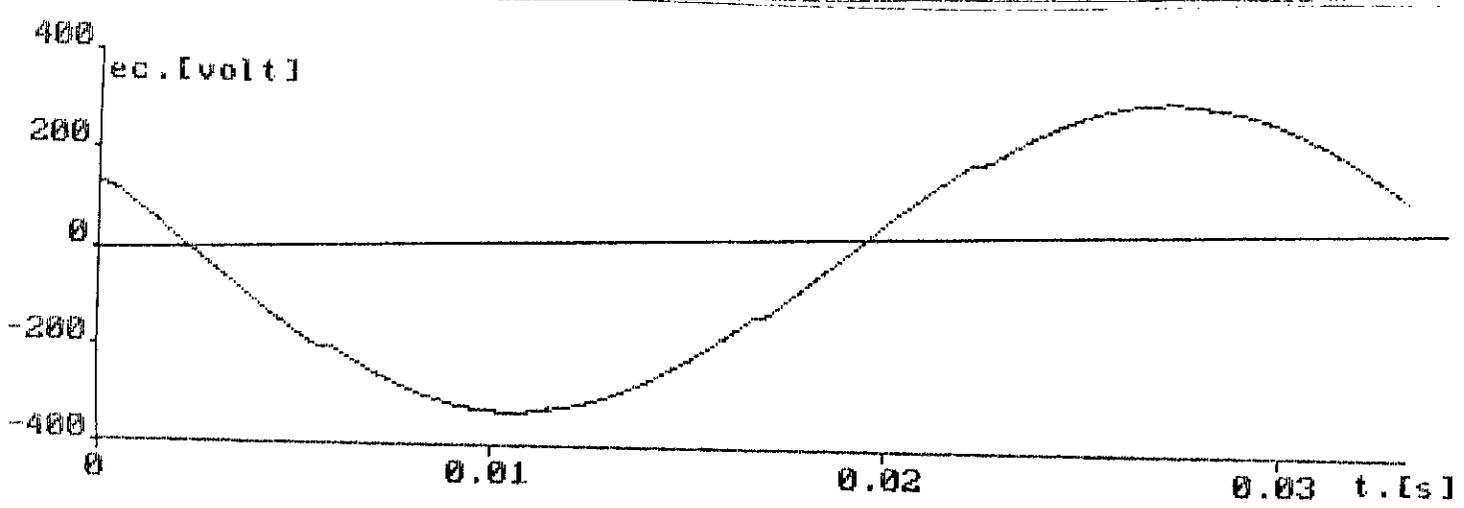
courant amortisseur d'axes D

figure III-5



courant amortisseur d'axe Q

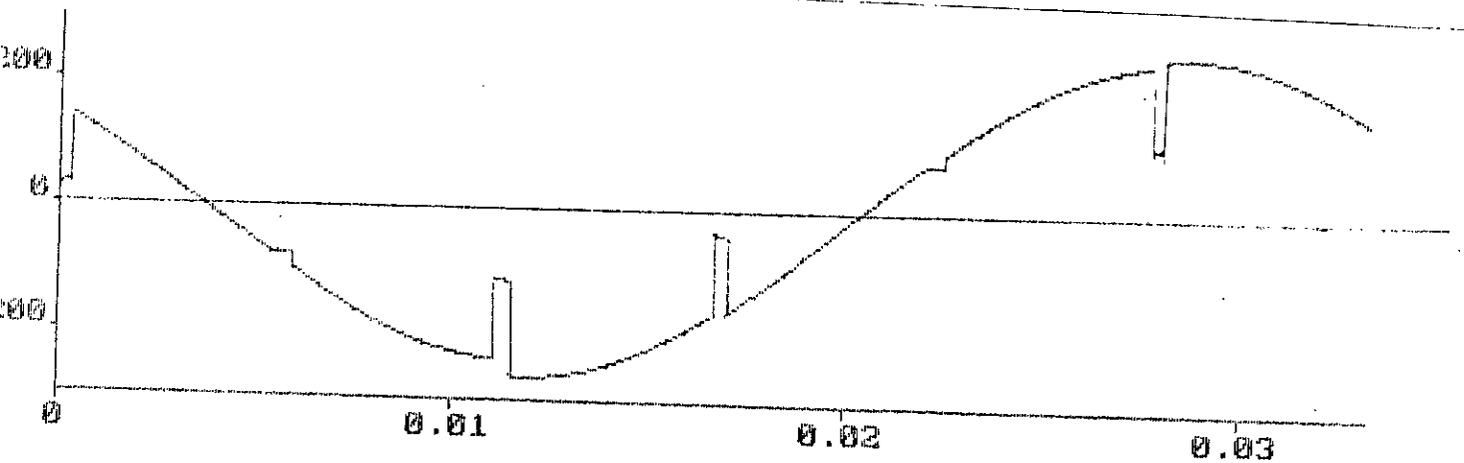
figure III-6



la fem de phase pour une fréquence de 30 Hz

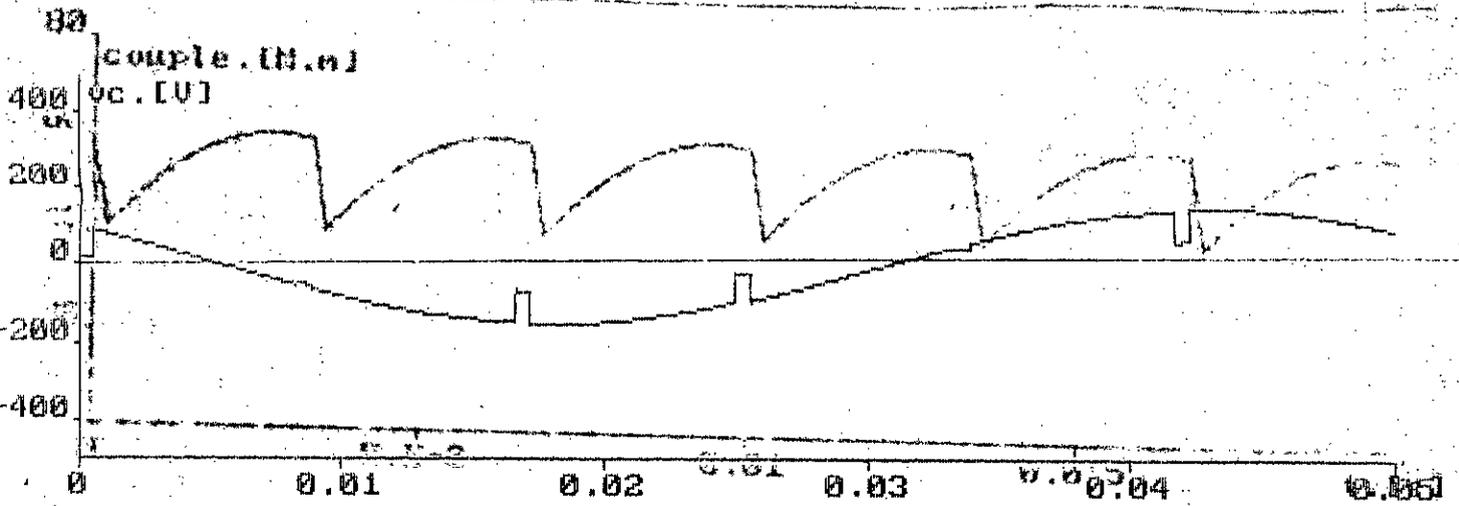
force contre électromotrice

figure - III-7



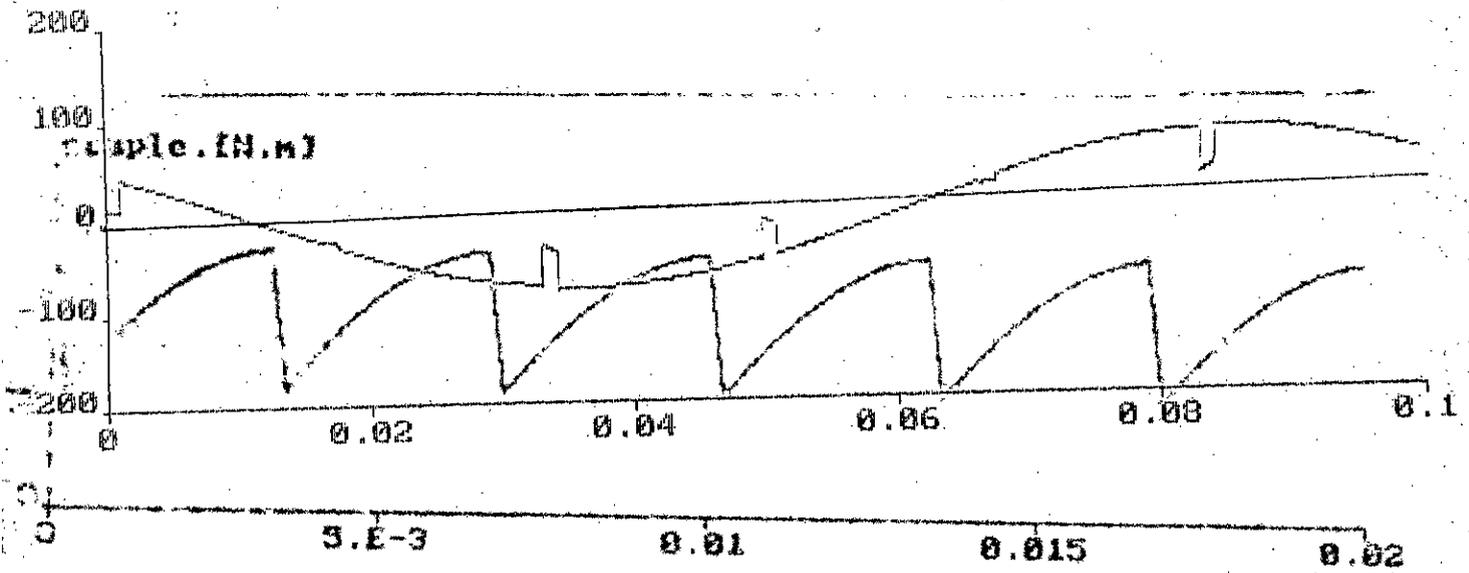
tension de phase vc pour  $f = 30$  Hz

figure III-8



couple électromagnétique pour  $\psi = 35$   
tension de phase  $v_c$  pour  $f = 20$  Hz

figure III-9



couple électromagnétique pour  $\psi = 50$   
tension de phase  $v_c$  pour  $f = 10$  Hz

figure III-10

### III-4-2 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT GLOBAL:

Dans cette partie, on considère la forme réelle du courant redressé en introduisant le redresseur et le régulateur de courant.

#### III-4-2-a)-stratégie de démarrage à $\psi = 0$ :

Durant la commutation forcée l'angle de commande est maintenu constant et ceci afin de garder le couple maximale au démarrage. Ce procédé de démarrage est effectué avec une régulation du courant de consigne 20 A. Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures III-13 à III-18

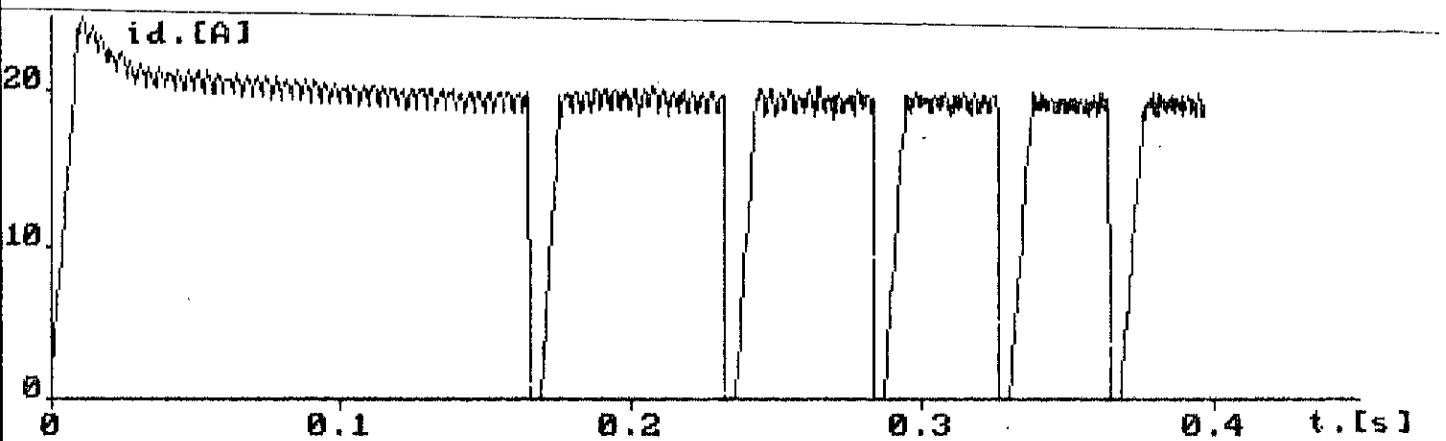
La figure III-13 représente la forme du courant redressé, ce courant oscille autour de la valeur moyenne entre les deux instants d'extinctions. L'extinction du courant se fait en une arche par contre lors du rétablissement le courant nécessite plusieurs arches.

La figure III-14 représente la forme du courant dans une phase de la machine. On remarque que les oscillations du courant intermédiaire se répercutent sur le courant de phase. Les trous de courants sont relativement plus importants en largeur au fur et à mesure que la vitesse augmente.

la figure III-15 représente la forme du couple. Cette courbe montre que le couple électromagnétique est affecté par des

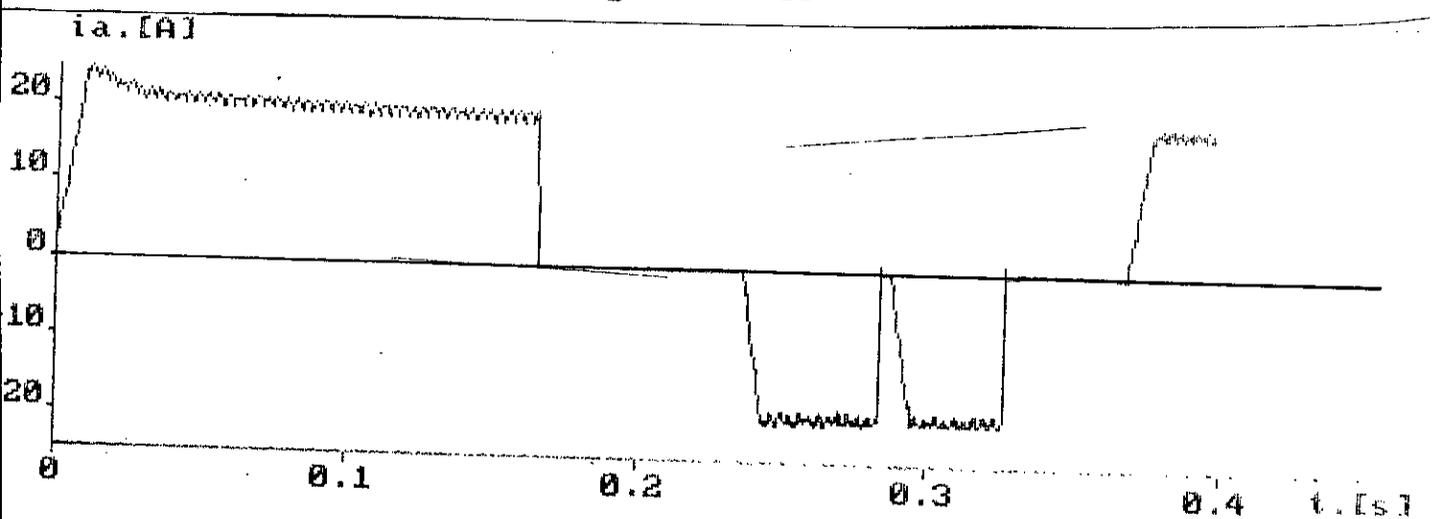
oscillations et des trous qui correspondent aux oscillations et aux annulations du courant du circuit intermédiaire.

la figure III-16 représente la forme de la vitesse. Au niveau de cette courbe ,on remarque que les oscillations sont imperceptibles mais l'annulation du courant( trou )cause un petit ralentissement .



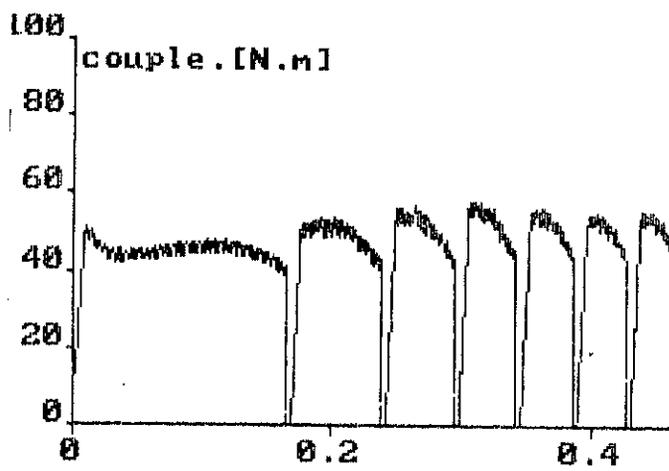
courant redressé id

figure III-13



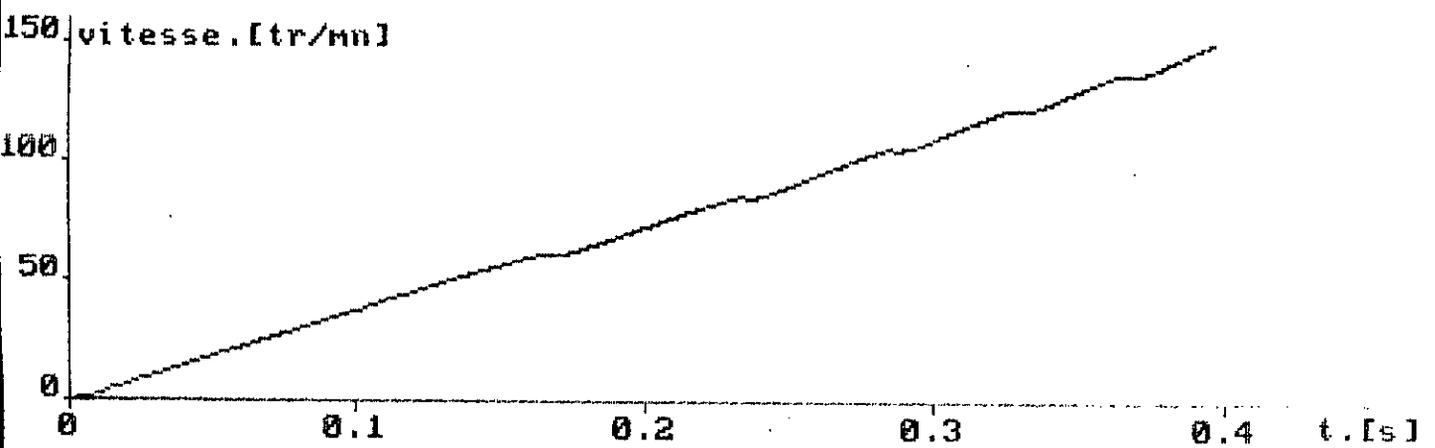
courant de phase ic

figure III-14



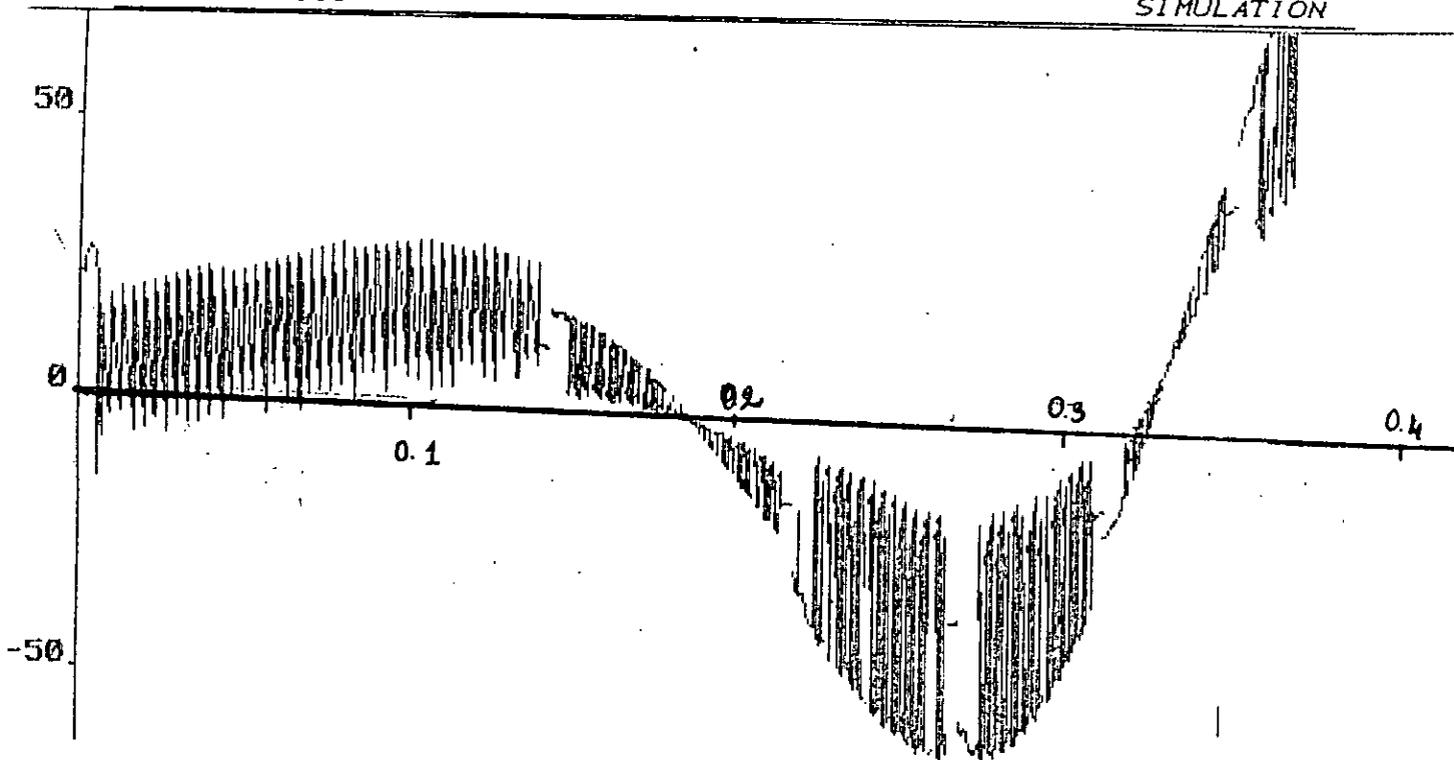
couple électromagnétique  $\Gamma_m$

figure III-15



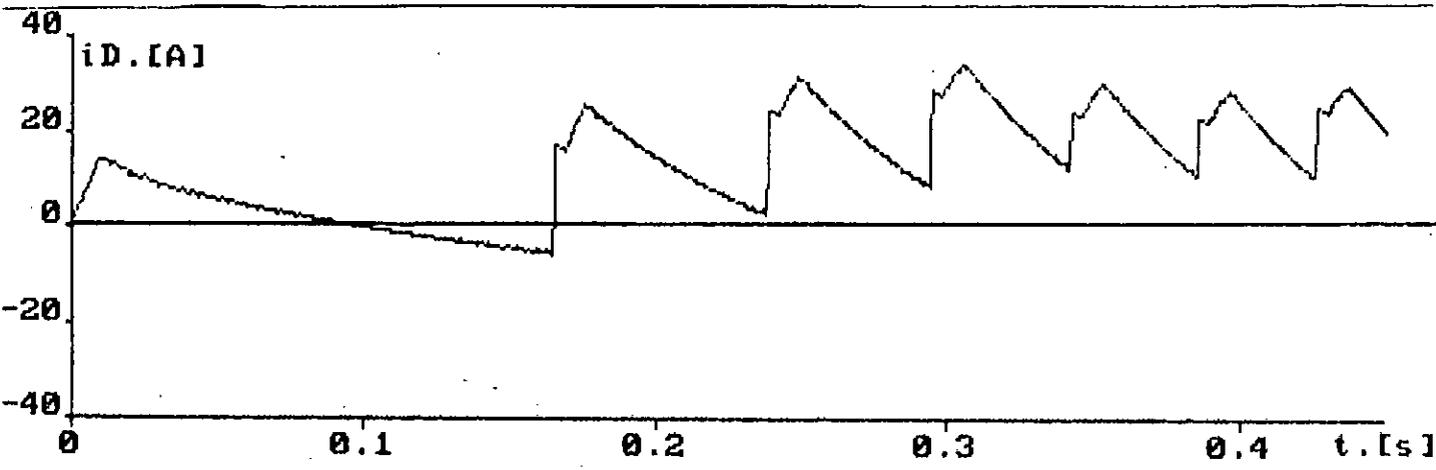
vitesse  $\Omega$

figure III-16



tension de phase  $V_c$

figure III-17



courant amortisseur d'axe D

figure III-18

la figure III-17 montre la forme de la tension en régime de commutation forcée ,elle présente une enveloppe presque sinusoïdale avec des pointes au moment de la commutation.

La figure III-18 montre la forme du courant d'amortisseur d'axe D III-4-2-b) Démarrage avec basculement de l'angle  $\psi$ :

Le fonctionnement à commutation naturelle ne peut se faire que pour une valeur de l'angle  $\psi$  différent de 0 .Lors du passage du fonctionnement à commutation forcée au fonctionnement à commutation naturelle l'angle  $\psi$  est basculé à une valeur différente de 0 dans notre cas cette angle est égale à  $70^0$

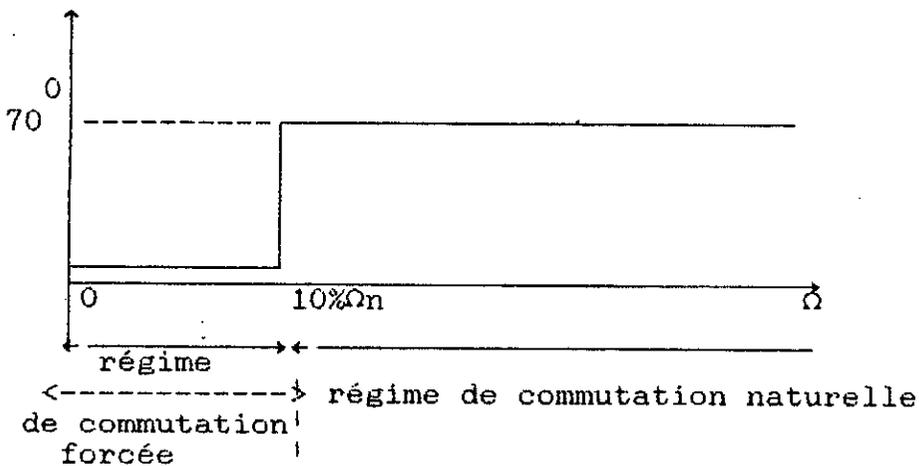


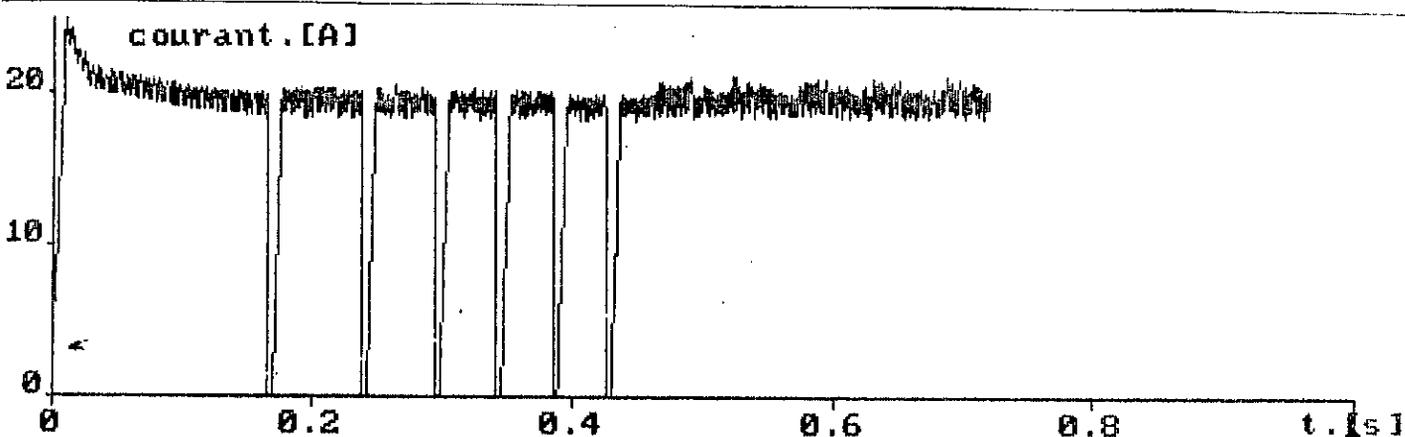
figure III--

Les résultats de la simulation sont représentés par les figures III-19 III-22 qui représentent respectivement le courant redressé le courant de phase le couple électromagnétique et la vitesse.

Nous constatons que le basculement du régime de commutation forcée en régime de commutation naturelle s'accompagne par une

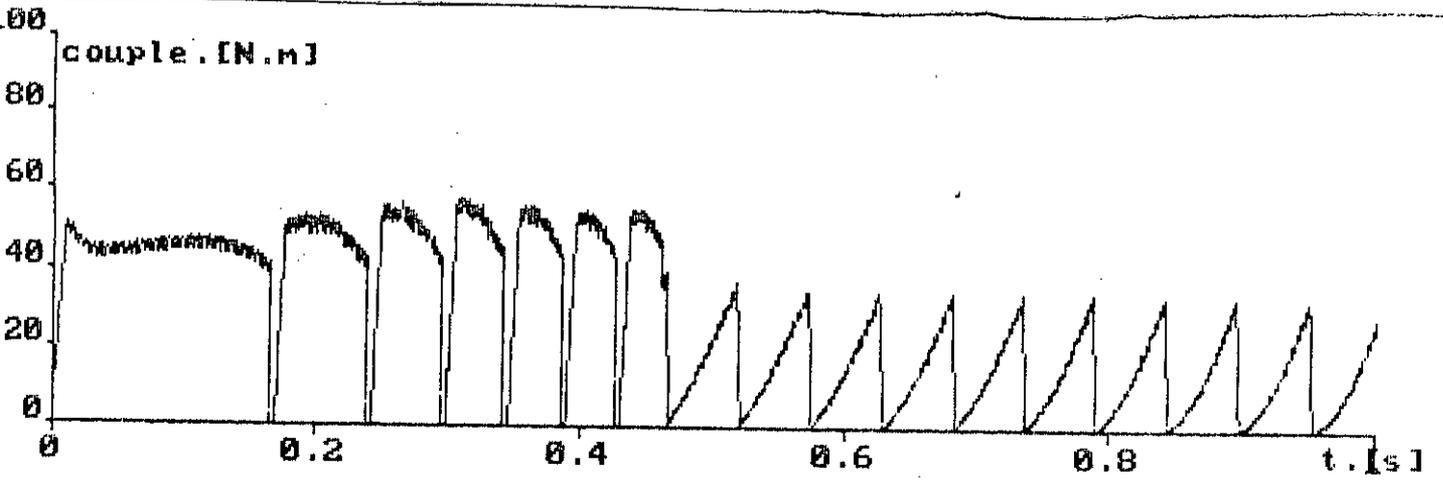
diminution brusque du couple .Ce ralentissement se répercute par un régime transitoire de ralentissement .la valeur moyenne du courant augmente légèrement à partir du basculement en vue pour redonner la valeur de  $(\Gamma_m - \Gamma_r)$  pour que la vitesse augmente de nouveau.

Pour les applications où le démarrage n'est qu'une phase temporaire et une variation brusque de couple est tolérée ,ce mode de démarrage est convenable mais parcontre lors du démarrage une variation brusque du couple n'est pas tolérée il faut prévoir d'autres procédés de démarrage.



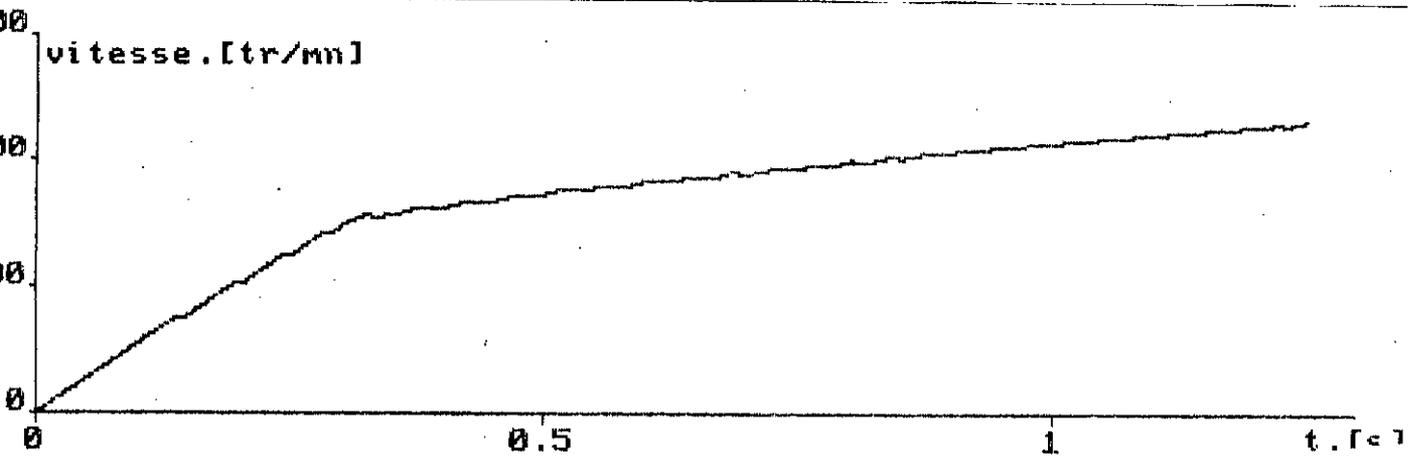
courant redressé id

figure III-19



couple électromagnétique  $\Gamma_m$

figure III-21

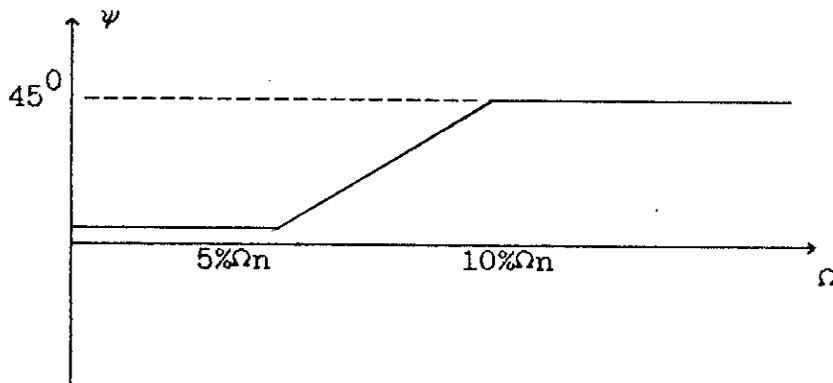


vitesse  $\Omega$

figure III-22

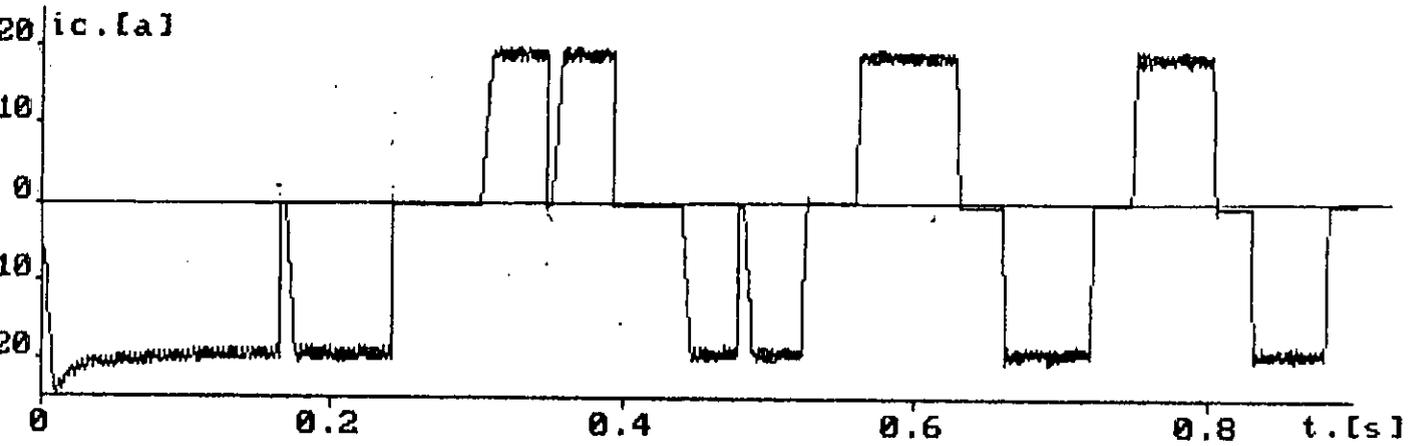
III-3-2-c) Démarrage à  $\psi$  croissant:

Afin d'éviter la variation brusque du couple lors du changement du régime de commutation, nous pouvons varier l'angle de commande d'une façon linéaire d'une valeur nulle à la valeur d'utilisation. Pour notre cas nous avons adapté la stratégie suivante:



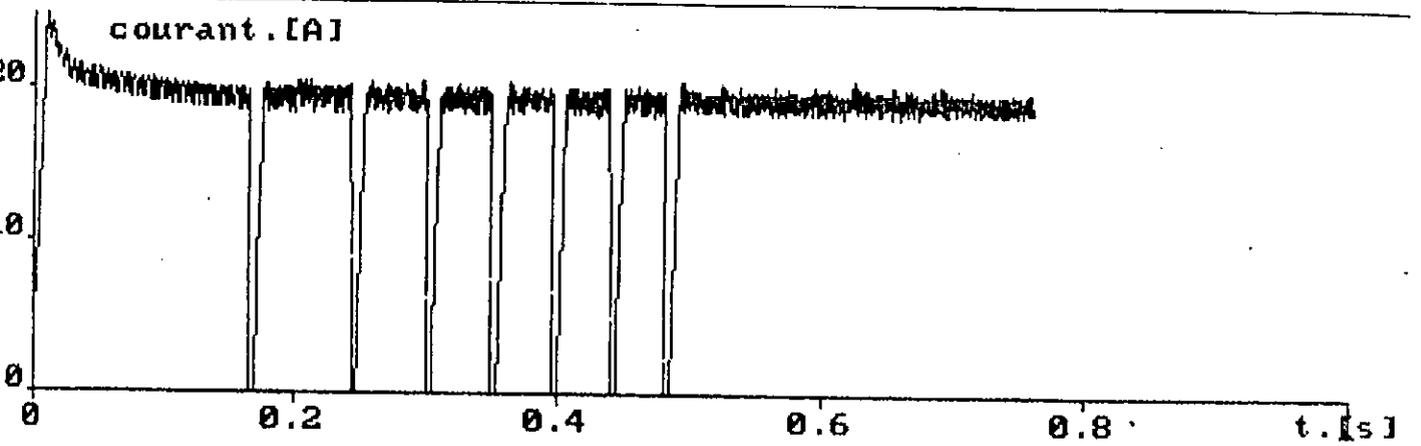
Nous gardons au départ l'angle de commande constant pour avoir un couple maximale.

Pour cette partie nous avons représenté le courant redressé, le courant de phase, le couple et la vitesse. Nous constatons que de procédé de démarrage assure la continuité du couple, sa valeur moyenne n'est pas constante mais diminue au fur et à mesure que le moteur accélère. Le démarrage ici est plus long que le procédé précédant.



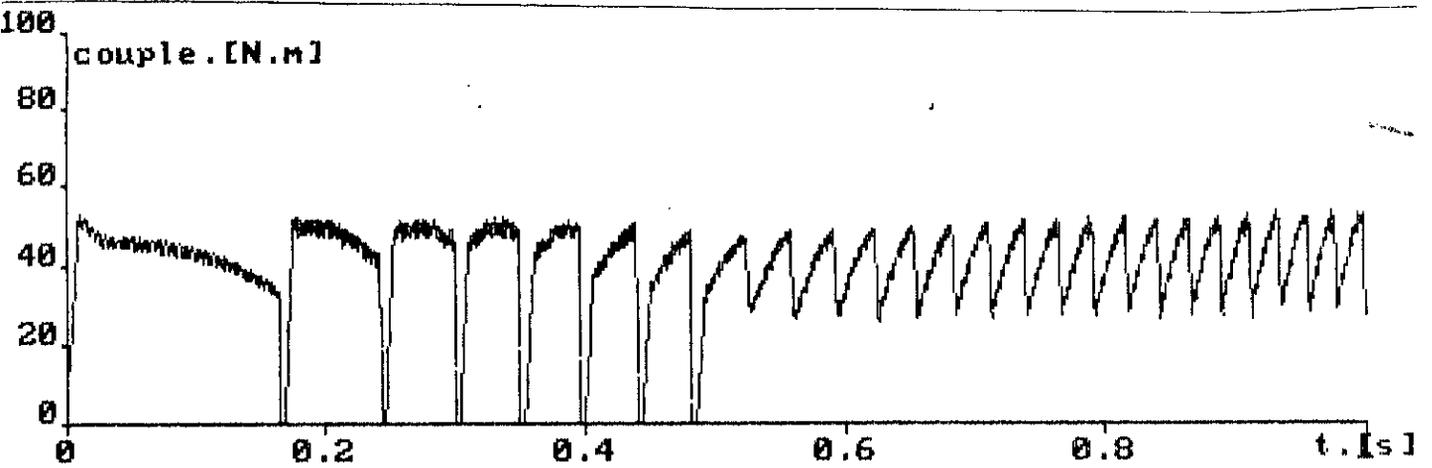
courant redressé id

figure III-23



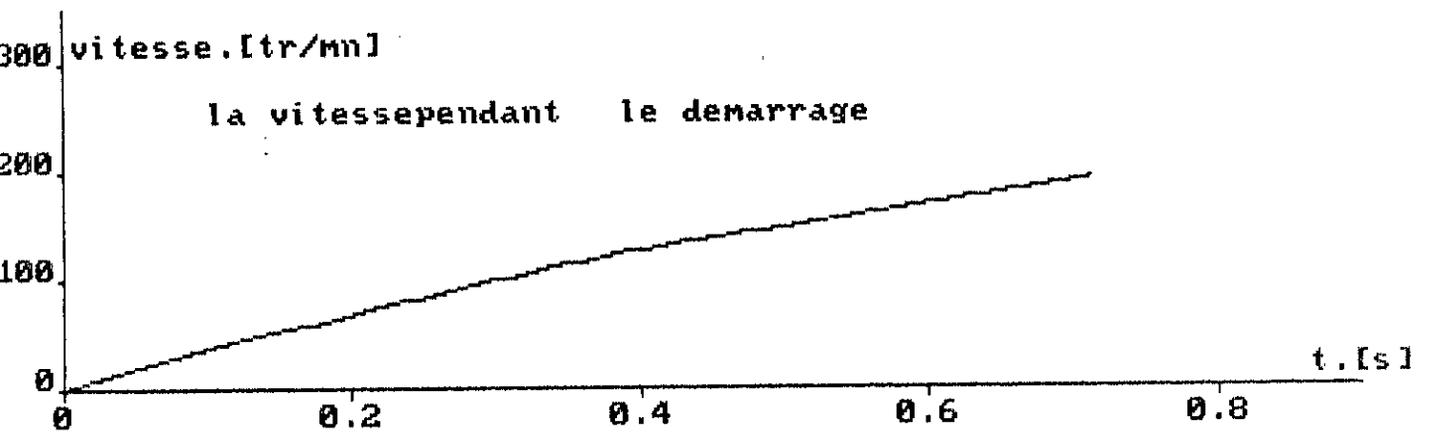
courant de phase ic

figure III-24



couple électromagnétique  $\Gamma_m$

figure III-25



vitesse  $\Omega$

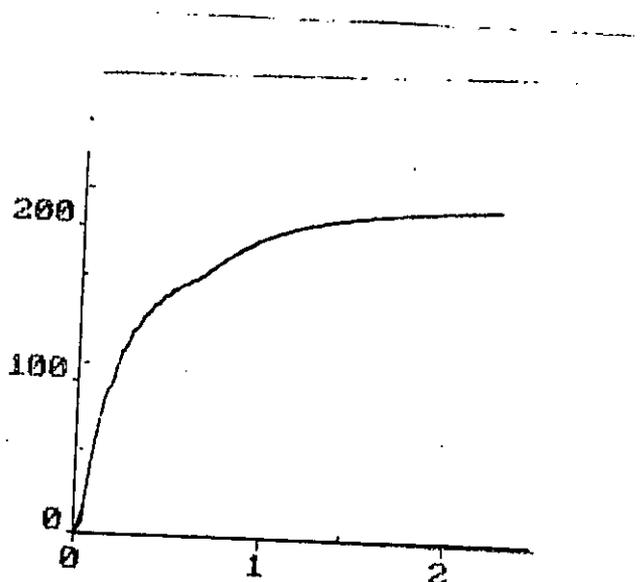
figure III-26

### III-REGLAGE DE VITESSE:

Les critères de la régulation se définissent par les performances exigées par les applications .

Habituellement ce sont la stabilité ,la précision et le dépassement qui constituent dans le domaines des entraînement avec les machines électriques,les performances demandées par l'utilisation.

la figure III-27 représente la forme de vitesse pour une consigne de 200 tr/mn



vitesse  $\Omega$

figure III-27

Nous constatons qu'il y a une accélération au moment du passage du régime de commutation forcée au régime de commutation naturelle, et possède une précision appréciable.

III-6 conclusion:

Dans cette partie nous avons élaboré deux programmes dont l'un décrit le régime permanent et l'autre décrit le fonctionnement globale.

Le programme qui décrit le fonctionnement global de la machine a causé beaucoup de problèmes. On se retrouve à la limite d'utilisation de ce logiciel car notre système comporte beaucoup de tests et plusieurs boucles. En plus la forme du modèle change pendant l'évolution du système.

Les résultats ne peuvent pas être sauvegarder, chaque courbe est tirée individuellement.

# *Conclusion*

CONCLUSION GÉNÉRALE

En étudiant la machine synchrone autopilotée, on s'aperçoit qu'elle répond aux exigences de la machine à courant continu, elle présente l'avantage d'avoir une souplesse de commande analogue au moteur à courant continu.

Pour la synthèse des régulateurs, nous avons adopté la méthode qui traite la f c e m comme un élément perturbateur. La période d'échantillonnage du courant intermédiaire est très petite vis à vis la dynamique de la vitesse de la machine ce qui rend l'échantillonnage sur la vitesse ignorée, ce qui justifie l'utilisation de cette méthode.

Dans notre étude nous avons envisager deux stratégies:

- fonctionnement avec variation discontinu de  $\psi$
- fonctionnement avec variation croissante de  $\psi$

L'analyse des réponses du couple et de la vitesse ont permis de conclure que la deuxième stratégie est la plus performante.

Malgré les résultats obtenues par le logiciel SIMNON, il est déconseillé d'utiliser ce logiciel pour ce type de problème car il présente beaucoup de contraintes comme il a été mentionné durant la simulation. les problèmes majeurs rencontrés sont:

- 1-l'exécution du programme ne donne qu'une seule COURBE
- 2-L'existence de plusieurs boucles rends la contrôle du programme principale difficile. Dans certain cas une boucle peut être remplacé par un petit programme.
- 3-les résultats d'une exécution ne peuvent pas être sauvegarder

## BIBLIOGRAGHIE

---

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.LEHYE... "Etude de la commande numérique par microprocesseur d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant"; thèse de Docteur Ingénieur I.N.P.G., Grenoble.
- [2] H.BUHLER... "Electronique de puissance"; édition dunod, 1979
- [3] H.BUHLER... "Electronique de réglage et de commande"; édition DUNOD, 1979
- [4] J.CHATELAIN, "Machines électriques"; tome 2 édition DUNOD
- [5] B.BUHLER... "Réglages échantillonnés ", tome 1, presse Romand de Lausanne/83
- [6] L.NEZLI... "Etude par simulation numérique du fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée"; Thèse de Magistère, ENP, 1986
- [7] SUEMITSU WALTER... "Asservissement numérique d'une machine synchrone autopilotée"; Thèse de docteur, institut national polytechnique de Grenoble, juillet 84
- [8] Perret ... "Journées d'électrotechnique"; 1987
- [10] Jean Louis DALMASSO....  
" Cours d'électrotechnique machines électriques tournantes à courant alternatif "; juillet/85

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَعَلَّمَ الْكُتُبَ  
وَالْحِكْمَ

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ